

УДК 621.396.96

В.В. Павликов

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского "ХАИ", Харьков

СТАТИСТИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ МОДУЛЯЦИОННОГО ТИПА С НЕСТАЦИОНАРНОЙ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ ВХОДНОГО ТРАКТА

В работе синтезированы оптимальный и квазиоптимальные алгоритмы обработки сигналов радиотеплового излучения в радиометрических системах модуляционного типа в предположении, что передаточная характеристика входного тракта флуктуирует во времени. Эти алгоритмы позволяют повысить точностные характеристики и, соответственно, достоверность радиометрических измерений и оценок параметров исследуемых сред. Установлены условия, при которых квазиоптимальные алгоритмы близки нулевому, модуляционному (с вычислением отношения интенсивностей сигналов), классическому модуляционному (радиометру Дике) и компенсационному радиометрам. Рассчитана предельная точность измерений. Предложен новый подход к оцениванию флуктуационной чувствительности (ФЧ) и рассчитана потенциальная ФЧ.

Ключевые слова: модуляционный радиометр, оптимальный алгоритм, потенциальная точность оценивания.

Введение

Радиометрические системы применяют в задачах оценки параметров собственного радиотеплового излучения объектов в дистанционном зондировании и радиоастрономии. Известно несколько основных схемных реализаций таких радиометров: компенсационные, модуляционные, интерферометрические, системы апертурного синтеза и их комбинации. Наибольшей флуктуационной чувствительностью характеризуются компенсационные радиометры, но они обладают существенным недостатком, ограничивающим их применение. Передаточная характеристика входного тракта радиометра флуктуирует во времени из-за нестабильностей температурного режима, источников питания и др. Эти флуктуации приводят к смещению оценки яркостной температуры объекта. Частично снизить их влияние можно модуляцией полезного сигнала до его прохождения шумящих элементов приемника. Дальнейшая обработка сигнала в таком приемнике сводится к квадратичному и синхронному детектированию. При меандровой модулирующей функции и стационарной передаточной характеристике этот радиометр корректно называть модуляционно-компенсационным [1] (его часто называют классическим модуляционным радиометром), подчеркивая тем самым, что выходной эффект равен разности мощностей наблюдений, измеренных на соседних полуинтервалах модулирующей функции. В работах [2, 3] решены задачи статистического синтеза модуляционных радиометров с флуктуирующим коэффициентом передачи входного тракта и показано, что основным отличием в обработке сигналов в сравнении с классическим модуляционным радиометром является деление интенсивностей, измеренных на соседних полуинтервалах модулирующей

функции. В 60-х годах предложена разновидность модуляционного – нулевой радиометр [4] в котором оценки не зависят от флуктуаций передаточной характеристики входного тракта. Большинство работ по его совершенствованию направлены на доработку систем авторегулирования нулевого баланса, а не исследованию его потенциальных характеристик.

В работе решается общая задача статистического синтеза радиометров модуляционного типа с флуктуирующей передаточной характеристикой входного тракта. Показаны дополнительные допущения, при которых оптимальный алгоритм сводится к квазиоптимальным, близким к нулевому и известным модуляционным радиометрам.

Постановка оптимизационной задачи. На интервале наблюдения $(0, T)$ в радиометре с флуктуирующей передаточной характеристикой входного тракта необходимо синтезировать алгоритм оптимальной оценки параметров сигналов собственного радиотеплового излучения исследуемых объектов в предположении, что линейная часть приемника выполнена по модуляционной схеме и за один период модулирующей функции флуктуациями передаточной характеристики можно пренебречь.

Основной раздел

Уравнение наблюдения

На рис. 1 показана модель входного тракта радиометра модуляционного типа, которая содержит антенну (А), входной тракт, характеризуемый флуктуирующей передаточной характеристикой $K(j2\pi f, t)$, модулятор (М), источник опорного сигнала (RG), традиционно вводимый с целью калибровки системы в процессе измерений, и генератор (MG) модулирующего сигнала $m(t)$. В математическую модель входного тракта включены аддитивные шумы входного тракта прием-

ника $n(t)$, пересчитанные на его вход, и регуляризирующая добавка $n_r(t)$ в виде белого гауссовского шума с нулевым средним. Спектральная плотность мощности (СПМ) этой добавки N_{or} мала относительно СПМ полезного сигнала и СПМ внутренних шумов приемника N_0 . Регуляризирующая добавка исключает сингулярные решения в процессе синтеза оптимального алгоритма.

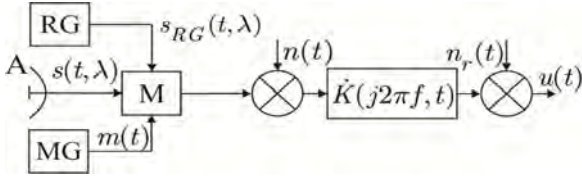


Рис. 1. Модель входного тракта радиометра модуляционного типа

Схеме, приведенной на рис. 1, соответствует следующее уравнение наблюдения

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} [s(\tau, \lambda)m(\tau) + s_{RG}(\tau, \lambda)(1 - m(\tau)) + n(\tau)] \times h(t - \tau)[1 + \xi(t - \tau)]d\tau + n_r(t), \quad (1)$$

где $s(t, \lambda)$ и $s_{RG}(t, \lambda)$ – полезный сигнал и сигнал опорного источника; λ – оцениваемый параметр (в общем случае совокупность оцениваемых параметров); $h(t)[1 + \xi(t)]$ – импульсная характеристика входного тракта радиометра, связанная преобразованием Фурье с $\dot{K}(j2\pi f, t)$, где $\xi(t)$ – неизвестная, но неслучайная функция времени, медленно меняющаяся в сравнении с периодом модуляции T_m ; $t \in [0, T]$ – время наблюдения сигнала;

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

модулирующая функция (меандр). $n = 0 : N - 1$

Все случайные процессы в уравнении (1) являются гауссовыми, независимыми, с нулевым средним и автокорреляционными функциями:

$$R_s(t_1, t_2, \lambda) = \langle s(t_1, \lambda)s(t_2, \lambda) \rangle = \frac{1}{2} B_F(\bar{\vartheta}_0, \lambda) \delta(t_1 - t_2),$$

$$R_{RG}(t_1, t_2, \lambda) = \langle s_{RG}(t_1, \lambda)s_{RG}(t_2, \lambda) \rangle = N_{RG}(\lambda) \delta(t_1 - t_2) / 2,$$

$$R_n(t_1, t_2) = \langle n(t_1)n(t_2) \rangle = N_0 \delta(t_1 - t_2) / 2,$$

$$R_{nr}(t_1, t_2) = \langle n_r(t_1)n_r(t_2) \rangle = N_{or} \delta(t_1 - t_2) / 2,$$

где $N_{or} \ll N_0$, $N_{or} \ll B_F(\bar{\vartheta}_0, \lambda)$,

$B_F(\bar{\vartheta}_0, \lambda) = \int_0^T |\dot{F}(\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0)|^2 B(\bar{\vartheta}, \lambda) d\bar{\vartheta}$ – СПМ излучения, принятого из направления $\bar{\vartheta}_0$.

Предполагаем, что СПМ всех случайных процессов постоянны в полосе частот, принимаемых радиометром, а ДН

$$\dot{F}(\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0, f) = \dot{F}(\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0, f_0) = \dot{F}(\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0),$$

где f_0 – центральная частота настройки приемника.

Решение оптимизационной задачи

Алгоритм оптимальной обработки наблюдений находим методом максимального правдоподобия [5]

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

где $p[u(t) | \lambda]$ – функционал условной плотности вероятности (функционал правдоподобия), $W(t_1, t_2, \lambda)$ – функция обратная корреляционной, определяемая из интегрального уравнения обращения

$$\int_0^T R(t_1, t_2, \lambda) W(t_2, t_3, \lambda) dt_2 = \delta(t_1 - t_3);$$

$$R(t_1, t_2, \lambda) = 0,5 \{ B_F(\bar{\vartheta}_0, \lambda) m^2(t_1) + N_{RG}(\lambda) [1 - m(t_1)]^2 + N_0 \} \times R_h(t_1 - t_2) [1 + \xi(t_1)]^2 + 0,5 N_{or} \delta(t_1 - t_2);$$

$$R_h(t_1 - t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t_1 - \tau) h(t_2 - \tau) d\tau,$$

$k(\lambda)$ – нормировочный коэффициент плотности вероятности, зависящий от оцениваемых параметров λ .

В результате дифференцирования (2) и, приравнявая производной к нулю, получим уравнение правдоподобия (для векторного параметра – систему уравнений)

$$-\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \frac{\partial R(t_1, t_2, \lambda)}{\partial \lambda} W(t_1, t_2, \lambda) dt_1 dt_2 - \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \frac{\partial W(t_1, t_2, \lambda)}{\partial \lambda} u(t_1) u(t_2) dt_1 dt_2 = 0. \quad (3)$$

Используя обобщенную теорему Хинчина-Винера для нестационарных процессов, запишем уравнение (3) в спектральной области, используя понятие текущих во времени СПМ [6]

$$-\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^T \frac{\partial G_R(f, t_1, \lambda)}{\partial \lambda} G_W(f, t_1, \lambda) dt_1 df - \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^T \frac{\partial G_W(f, t_1, \lambda)}{\partial \lambda} \dot{U}^*(j2\pi f) u(t_1) e^{-j2\pi f t_1} dt_1 df = 0, \quad (4)$$

где $\dot{U}^*(j2\pi f) = \int_0^T u(t) e^{j2\pi f t} dt$, $G_R(f, t_1, \lambda)$ – текущая СПМ

уравнения наблюдения $u(t)$,

$$G_W(f, t_1, \lambda) = G_R^{-1}(f, t_1, \lambda).$$

Разделив наблюдение $u(t)$ на две составляющие, соответствующие воздействию полезного и опорного сигналов, сведем уравнение (4) к такой системе уравнений

$$\begin{cases} \frac{1}{2} [B_F(\bar{\Theta}_0, \lambda) + N_0] T_m \sum_{n=0}^{N-1} \Delta F_{s,n}(\lambda) = \int_0^T m(t) u_d^2(t) dt, \\ \frac{1}{2} [N_{RG}(\lambda) + N_0] T_m \sum_{n=0}^{N-1} \Delta F_{RG,n}(\lambda) = \int_0^T [1 - m(t)] u_d^2(t) dt, \end{cases} \quad (5)$$

где $2\Delta F_{s(RG),n}(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f, n)|^2 G_{R,s(RG)}^{-2}(f, n, \lambda) df$;

– ширина полосы частот радиометра после декоррелирующего фильтра; $2\Delta F_{s,n}(\lambda)$ и $2\Delta F_{RG,n}(\lambda)$ – полосы частот для случаев раздельного наблюдения полезного сигнала ($m(t) = 1$) и опорного сигнала ($m(t) = 0$) соответственно; $G_{R,s(RG)}(f, n, \lambda)$ – СПМ полезного (опорного) сигнала на n -м периоде модулирующей функции

$$G_{R,s}(f, n, \lambda) = \frac{1}{2} \{B_F(\bar{\Theta}_0, \lambda) + N_0\} |\dot{K}(j2\pi f, n)|^2 + 0,5N_{0r},$$

$$G_{R,RG}(f, n, \lambda) = \frac{1}{2} \{N_{RG}(\lambda) + N_0\} |\dot{K}(j2\pi f, n)|^2 + \frac{1}{2}N_{0r}.$$

В уравнении (5) $u_d^2(t)$ – обратный Фурье-образ периодограммы декоррелированного наблюдения на n -м периоде модулирующей функции

$$u_{d,n}^2(t) = F^{-1} \left[|\dot{K}(j2\pi f, n) \dot{U}(j2\pi f)|^2 G_{R,s(RG)}^{-2}(f, n, \lambda) \right].$$

Полученные решения свидетельствуют о том, что синтезированный оптимальный радиометр должен содержать адаптивные декоррелирующие фильтры, так как их полосы пропускания частот зависят от λ . Перейдя в системе уравнений (5) к эффективным шумовым температурам, получим ее решение

$$\Delta T^\circ(\bar{\Theta}_0, \lambda) = T_\Sigma^\circ \left(\sum_{n=1}^N \Delta F_{RG,n}(\lambda) \int_0^T m(t) u_d^2(t) dt \times \left[\sum_{n=1}^N \Delta F_{s,n}(\lambda) \int_0^T [1 - m(t)] u_d^2(t) dt \right]^{-1} - 1 \right), \quad (6)$$

где $\Delta T^\circ(\bar{\Theta}_0, \lambda) = T_{RG}^\circ - T_B^\circ(\bar{\Theta}_0, \lambda)$;

$T_B^\circ(\bar{\Theta}_0, \lambda) = B_F(\bar{\Theta}_0, \lambda) k_B^{-1}$; k_B – постоянная Больцмана; $T_\Sigma^\circ = T_{RG}^\circ + T_0^\circ = [N_{RG}(\lambda) + N_0] k_B^{-1}$; $u_d^2(t)$ – квадрат декоррелированного наблюдения. Значение T_Σ° определяется на этапе калибровки непосредственно перед измерениями.

Уравнение (6) описывает оптимальный алгоритм измерения прироста температуры относительно температуры эквивалентной нагрузки и внутренних шумов радиометра. При этом реализовать оптимальный алгоритм достаточно сложно, так как неизвестными здесь остаются $\sum_{n=1}^N \Delta F_{s,n}(\lambda)$ и $\sum_{n=0}^{N-1} \Delta F_{RG,n}(\lambda)$.

Рассмотрим возможные квазиоптимальные варианты реализации полученного алгоритма.

Вариант 1. Источник опорного сигнала управляемый. Если обеспечить управлением источника

равенство $B_F(\bar{\Theta}_0, \lambda) = N_{RG}(\lambda)$ и, соответственно, $\Delta F_{s,n}(\lambda) = \Delta F_{RG,n}(\lambda)$, то решение уравнений (5), можно записать в виде

$$\begin{cases} \int_0^T m_1(t) u_d^2(t) dt = 0, \\ m_1(t) = 2m(t) - 1 = \end{cases} \quad (7)$$

где $\begin{cases} 1, & nT_m \leq t < (n+1/2)T_m, \\ -1, & (n+1/2)T_m \leq t < (n+1)T_m, \end{cases} \quad n = \overline{0, N-1}$.

Этот квазиоптимальный алгоритм содержит операции декорреляции входной последовательности в фильтре, квадрат амплитудно-частотной характеристики которого равен

$$|\dot{K}(j2\pi f, n)|^2 G_R^{-2}(f, n, \lambda);$$

$$(G_R^{-2}(f, n, \lambda) = G_{R,s}(f, n, \lambda) = G_{R,RG}(f, n, \lambda)),$$

квадратичного и синхронного (с функцией $m_1(t)$) детектирования. Схема, реализующая алгоритм (7) приведена на рис. 2.

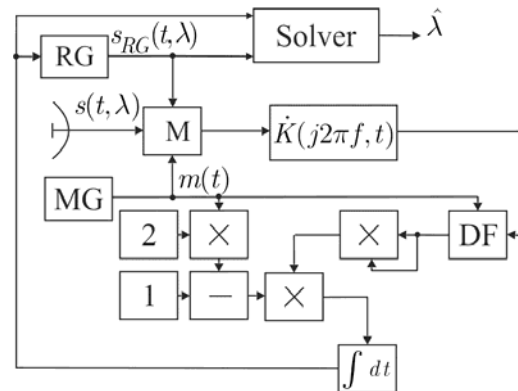


Рис. 2. Схема, соответствующая квазиоптимальному алгоритму (7)

Работа входной части радиометра описана перед уравнением наблюдения. После передаточной характеристики $\dot{K}(j2\pi f, t)$ наблюдение поступает через декоррелирующий фильтр (DF) на квадратичный и синхронный (с функцией $m_1(t)$) детекторы.

Сигнал с выхода синхронного детектора управляет работой генератора опорного сигнала (RG) так, чтобы обеспечить равенство температур эталонной нагрузки и антенны. При этом выход нулевого радиометра снимается непосредственно с эталонного источника в моменты времени, когда выход синхронного детектора равен нулю. Для этого в схему нулевого радиометра можно включить решающее устройство (Solver).

Вариант 2. Источник опорного сигнала не управляемый и декоррелирующие фильтры не адаптивны. Пусть АЧХ декоррелирующих фильтров одинаковы ($\Delta F_{s,n}(\lambda) = \Delta F_{RG,n}(\lambda)$). Тогда алгоритм (6) примет вид

$$\Delta T^\circ(\bar{\vartheta}_0, \lambda) = T_\Sigma^\circ \left[\int_0^T m(t) u_d^2(t) dt \int_0^T [1 - m(t)] u_d^2(t) dt \right]^{-1} - 1. \quad (8)$$

Этот алгоритм содержит следующие операции: обеление входной последовательности ($u_d(t)$); квадратичное детектирование обеленной последовательности ($u_d^2(t)$); синхронное детектирование с опорным сигналом в виде модулирующей функции; деление измеренных на соседних полуинтервалах интенсивностей входного и опорного сигналов; вычитание из полученного отношения единицы. Схема, реализующая алгоритм (8) приведена на рис. 3.

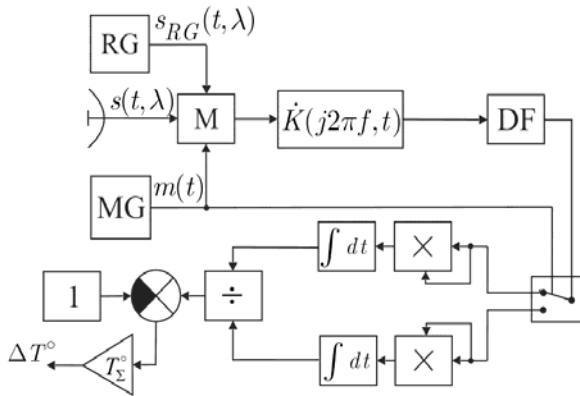


Рис. 3. Схема, соответствующая квазиоптимальному алгоритму (8)

Генератор модулирующего напряжения управляет переключателем, который последовательно подключает сигналы с выхода линейной части (после декоррелирующего фильтра DF) на два канала (это эквивалентно умножению на функции $m(t)$ и $1 - m(t)$), каждый из которых содержит квадратичный и синхронные детекторы.

После этого вычисляется отношение интенсивностей сигнального и опорного каналов, вычитание единицы и усиление в блоке с коэффициентом T_Σ° , который определяют на этапе калибровки системы. На выходе такой схемы получаем прирост температуры ΔT° полезного сигнала относительно эффективной шумовой температуры опорного канала радиометра.

Вариант 3. Источник опорного сигнала не управляемый, декоррелирующие фильтры не адаптивны и флуктуации передаточной характеристики отсутствуют. Тогда систему уравнений (5) решим в виде

$$\Delta P(\bar{\vartheta}_0, \lambda) = \frac{2}{T} \left(\int_0^T m(t) u_d^2(t) dt - \int_0^T [1 - m(t)] u_d^2(t) dt \right), \quad (9)$$

где $\Delta P(\bar{\vartheta}_0, \lambda) = [B_F(\bar{\vartheta}_0, \lambda) - N_{RG}(\lambda)] \Delta F_s(\lambda)$ – разность мощностей полезного и опорного сигналов.

Здесь учтено, что $\Delta F_{av}(\lambda) = \Delta F(\lambda) \int_0^T dt = T \Delta F(\lambda)$, где T – время наблюдения, $\Delta F(\lambda)$ – односторонняя ширина полосы частот стабильной частотной характеристики линейной части радиометра.

Алгоритм (9) содержит следующие операции: обеление входной последовательности ($u_d(t)$); квадратичное детектирование обеленной последовательности ($u_d^2(t)$); синхронное детектирование с опорным сигналом в виде модулирующей функции; вычитание измеренных на соседних полуинтервалах мощностей входного и опорного сигналов. Этому алгоритму соответствует схема классического модуляционного радиометра (радиометра Дике) [7].

Вариант 4. Отсутствуют модуляция и опорный канал. В этом случае решение системы уравнений (5) сведется к следующему алгоритму

$$B_F(\bar{\vartheta}_0, \lambda) = \Delta F_{av}^{-1}(\lambda) \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^T |\dot{K}(j2\pi f, t)|^2 \times \times \dot{U}^*(j2\pi f) u(t) e^{-j2\pi f t} G_R^{-2}(f, t, \lambda) df dt - N_0, \quad (10)$$

где $\Delta F_{av}(\lambda) = \int_0^T \Delta F(\lambda, t) dt$ – усредненная во времени полоса частот додетекторного тракта приемника, $2\Delta F(\lambda, t) = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f, t)|^4 G_R^{-2}(f, t, \lambda) df$ – текущая полоса частот нестабильной додетекторной части радиометра.

Алгоритму (10) соответствует структура схемы радиометра, близкая к компенсационной, основным недостатком которой является то, что нестабильность его коэффициента передачи приводит к смещению оценки шумовой температуры.

В случае, когда флуктуации отсутствуют ($\dot{K}(j2\pi f, t) = \dot{K}(j2\pi f)$) получим алгоритм обработки в компенсационном радиометре [8]

$$P(\bar{\vartheta}_0, \lambda) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f) \dot{U}(j2\pi f) G_R^{-1}(f, \lambda)|^2 df - P_0 = T^{-1} \int_0^T u_d^2(t) dt - P_0, \quad (11)$$

где $P(\bar{\vartheta}_0, \lambda) = B_F(\bar{\vartheta}_0, \lambda) \Delta F(\lambda)$ и $P_0 = N_0 \Delta F(\lambda)$ – мощность полезного сигнала и внутренних шумов радиометра соответственно. Здесь учтено, что $\Delta F_{av}(\lambda) = \Delta F(\lambda) \int_0^T dt = T \Delta F(\lambda)$.

Потенциальная точность оценивания параметра λ

Характеризуется предельной дисперсией погрешности скалярного параметра, заданной неравенством Крамера-Рао. Для векторного параметра находится в результате обращения информационной матрицы Фишера

$$\Phi_{\mu\nu} = - \left\langle \frac{\partial^2 \ln p[\mathbf{u}(t) | \lambda]}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} \right\rangle.$$

Для оценки одного параметра предельная дисперсия погрешности получена в таком виде

$$\sigma_s^2 = 4 \left(B_F(\bar{\Theta}_0, \lambda) / N_0 + 1 \right)^2 N_0^2 \left[T_m \sum_{n=0}^{N-1} \Delta \Pi_{\Phi_{n,s}} \right]^{-1}, \quad (12)$$

где $B_F(\bar{\Theta}_0, \lambda) / N_0$ – отношение сигнал/шум,

$$\Delta \Pi_{\Phi_{n,s}} = 2 \Delta F_{\Phi_{n,s}};$$

$$2 \Delta F_{\Phi_{n,s}}(\lambda) = 2 \left(B_F(\bar{\Theta}_0, \lambda) + N_0 \right) \Delta F_{s,n}(\lambda).$$

Флуктуационная чувствительность радиометра

Полученные выше оптимальные алгоритмы обеспечивают в рамках выбранного критерия наибольшую точность оценок параметров сигнала (потенциальную точность). Этим потенциальным точностям соответствуют предельные (наиболее низкие) погрешности измерений (12). В связи с этим в работе впервые предложено определять ФЧ как потенциальную из анализа предельных погрешностей оценок параметров радиотеплового излучения, полученных в результате обращения информационной матрицы Фишера (при оценках векторных параметров), или нижней границы погрешности оценок скалярного параметра, заданной неравенством Крамера-Рао. При оптимальной оценке шумовой температуры потенциальная ФЧ определяется формулой

$$\Delta T_{\min}^{\circ} = \frac{2\sqrt{2} \left(B_F(\bar{\Theta}_0, \lambda) + N_0 \right)}{\sqrt{T \Delta \Pi_{\Phi}(\lambda)}}. \quad (13)$$

Ее особенностью является то, что оценка прироста температуры внутренних шумов выполнена на всем интервале наблюдения, а оценка прироста полезной температуры – на вдвое меньшем интервале (в одном полупериоде модулирующей функции). Кроме того ширина полосы пропускания приемника в этой формуле определена с учетом введения в него декоррелирующего фильтра.

Выводы

В работе синтезированы оптимальный и квазиоптимальные алгоритмы обработки сигналов радиотеплового излучения в радиометрических системах модуляционного типа с флуктуирующим коэффициентом передачи входного тракта. Эти алгоритмы позволяют повысить точностные характеристики и, соответ-

ственно, достоверность радиометрических измерений и оценок параметров исследуемых сред. Установлены условия при которых квазиоптимальные алгоритмы близки нулевому, модуляционному (с вычислением отношения интенсивностей сигналов), классическому модуляционному (радиометру Дике) и компенсационному радиометрам. Рассчитана предельная точность измерений. Предложен новый подход к оцениванию ФЧ и рассчитана потенциальная ФЧ.

Результаты работы доложены на Международной конференции «PIERS 2012», Москва [9].

Работа выполнена при частичном финансировании по гранту совместных работ РФФИ и ДФФДУ № 7/12 – распоряжение Президента НАН Украины от 29.03.2012 № 217.

Список литературы

1. Павликов В.В. Статистический синтез оптимальной структуры сверхширокополосного радиометра модуляционно-компенсационного типа / В.В. Павликов // Журнал Физические основы приборостроения. – М., 2011. – Т. 1, № 1. – С. 132-142.
2. Антюфеев В.И. Оптимальная структура и предельная чувствительность радиометра с нестабильным коэффициентом усиления / В.И. Антюфеев, А.С. Султанов // Изв. вузов. Радиофизика. – 1988. – Т. 31, № 2. – С. 142-148.
3. Волосяк В.К. Статистический синтез одноантенных радиометрических приемников модуляционного типа / В.К. Волосяк, В.В. Павликов // Прикладная радиоэлектроника. – X., 2011. – Т. 10, № 3. – С. 285-294.
4. Троицкий В.С. Нулевой метод измерения слабых электрических флюктуаций / В.С. Троицкий // Журнал технической физики. – 1955. – Т. XXV, Вып. 3. – С. 478-496.
5. Волосяк В.К. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации / В.К. Волосяк, В.Ф. Кравченко. – М.: Физматлит, 2008.
6. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1 / Б.Р. Левин. – М.: Сов. Радио, 1966.
7. Dicke R.H. The Measurement of Thermal Radiation at Microwave Frequencies / Review of Scientific Instruments, 1946. – Vol. 17. – P. 268-275.
8. Павликов В.В. Статистический синтез оптимального радиометрического приемника компенсационного типа / В.В. Павликов // Радиоелектронні і комп'ютерні системи – X., 2011. – С. 19-24.
9. Kravchenko V.F., Volosyuk V.K. and Pavlikov V.V. // PIERS Proceedings, Moscow, Russia, August 19-23, 2012. – P. 50-54.

Поступила в редколлегию 17.07.2012

Рецензент: д-р техни. наук, проф. А.А. Зеленский, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского “ХАИ”, Украина, Харьков.

СТАТИЧНИЙ СИНТЕЗ РАДІОМЕТРИЧНИХ СИСТЕМ МОДУЛЯЦІЙНОГО ТИПУ З НЕСТАЦІОНАРНОЮ ПЕРЕДАТЧОЮ ХАРАКТЕРИСТИКОЮ ВХІДНОГО ТРАКТУ

В.В. Павликов

У роботі синтезовані оптимальні та квазіоптимальні алгоритми обробки сигналів радіотеплового випромінювання у радіометричних системах модуляційного типу у припущенні, що передаточна характеристика вхідного тракту флюктує у часі. Ці алгоритми дозволяють збільшити точності характеристики та, відповідно, вірогідність радіометричних вимірювань та оцінок параметрів досліджуваних середовищ. Установлені умови, при яких квазіоптимальні

алгоритми близькі до нульового, модуляційного (с розрахунком відношення інтенсивностей сигналів), класичному модуляційному (радіометру Діке) та компенсаційному радіометрам. Розраховані граничні точності вимірювань. Запропонований новий підхід до оцінювання флуктуаційної чутливості (ФЧ) та розрахована потенційна ФЧ.

Ключові слова: модуляційний радіометр, оптимальний алгоритм, потенційна точність оцінювання.

STATISTICAL SYNTHESIS OF MODULATION TYPE RADIOMETRIC SYSTEMS WITH THE NONSTATIONARY TRANSFER CHARACTERISTIC OF AN ENTRANCE PATH

V.V. Pavlikov

In work are synthesised optimal and quasioptimal algorithms of signal processing of radio thermal radiation in modulation type radiometric systems in the assumption that the transfer characteristic of an entrance path fluctuates in time. These algorithms allow raising accuracy characteristics and, accordingly, reliability of radiometric measurements and parameters estimations of investigated environments. Conditions at which quasioptimal algorithms are close to zero-type, modulation (with relation calculation of intensity signals), classical modulation (Dike radiometer) and noise-compensated radiometers are established. Limiting accuracy of measurements is calculated. The new approach to estimation of fluctuating sensitivity is offered and potential fluctuating sensitivity is calculated.

Keywords: modulation type radiometer, optimal algorithm, potential accuracy of estimation.