

ОПТИМАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ЯРКОСТНОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ ВНУТРЕННЕГО ШУМА И КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ПРИЕМНИКА В ОДНОКАНАЛЬНЫХ СВЧ РАДИОМЕТРАХ

С. С. ЖИЛА

Синтезированы оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы оценки яркостной температуры внутреннего шума и коэффициента усиления приемника в одноканальных СВЧ радиометрах. Разработана соответствующая структурная схема оптимального измерителя. Получено аналитическое выражение ковариационной матрицы предельных ошибок оценок искомых параметров.

Ключевые слова: оптимизация, яркостная температура внутреннего шума, коэффициент усиления, предельные погрешности измерений.

ВВЕДЕНИЕ

СВЧ радиометры – это высокочувствительные приемники собственного радиотеплового излучения объектов исследования в радиодиапазоне. Такие области науки и техники, как радиоастрономия, дистанционное зондирование Земли, радиотеплолокация и многие другие не обходятся в своих исследованиях без радиометрических методов получения информации. Существует большое разнообразие структурных схем радиометрических устройств, к основным из которых относят компенсационные, модуляционные и нулевые. Оптимальный синтез таких радиометров и исследования их предельных показателей качества выполнены в [1–3]. При решении оптимизационных задач предполагалось, что до начала работы выполнены измерения коэффициента усиления K_0 и яркостной температуры внутренних шумов приемника T_n° . Эти параметры необходимы для корректной интерпретации результатов радиометрических измерений – установления взаимно однозначного соответствия между яркостной температурой исследуемого элемента пространства и выходными показаниями радиометрической системы [4]. Известны методы оценки K_0 и T_n° , заключающиеся в поочередном подключении ко входу приемника эталонных источников сигналов с точно заданными температурами и измерении соответствующих выходных напряжений. Для более точного определения коэффициента усиления K_0 величины эталонных температур должны значительно отличаться друг от друга. На практике используют так называемые “холодные” и “горячие” источники. В результате, выходные напряжения в одноканальном радиометре можно представить в виде

$$Y_{out\ cold} = K_0^2(T_{cold}^\circ + T_n^\circ); \quad (1)$$

$$Y_{out\ hot} = K_0^2(T_{hot}^\circ + T_n^\circ), \quad (2)$$

где T_{cold}° – яркостная температура “холодного” источника излучения, T_{hot}° – яркостная температура “горячего” источника излучения, $Y_{out\ cold}$ – выходное напряжение радиометра при под-

ключении источника с низкой температурой и $Y_{out\ hot}$ – выходное напряжение радиометра при подключении источника с высокой температурой.

Из двух независимых уравнений (1) и (2) параметры T_n° и K_0^2 определяются следующим образом:

$$K_0^2 = \frac{Y_{out\ hot} - Y_{out\ cold}}{T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ}; \quad (3)$$

$$T_n^\circ = \frac{Y_{out\ cold}T_{hot}^\circ - Y_{out\ hot}T_{cold}^\circ}{Y_{out\ hot} - Y_{out\ cold}}. \quad (4)$$

Величины T_{hot}° и T_{cold}° выбираются из специфики решаемой задачи в той или иной области науки. Например, в метеорологии [5] радиояркостная температура изменяется от 2,7 К до 300 К, соответственно, температуры эталонных источников удовлетворяет границам этого диапазона. В качестве высокотемпературного эталона часто используют газоразрядные лампы и высокостабильные генераторы шума. Для создания низких температур ко входу радиометра подключают нагрузку, которая охлаждается криогенными жидкостями. При использовании радиометрических устройств на летательных аппаратах, особенно на беспилотных носителях, возникает проблема с обслуживанием эталонных источников. Для упрощения технической реализации измерений в качестве “холодного” источника используется низкая температура неба ($T_{Acold}^\circ \approx 2,7\text{ К}$), а в качестве “горячего” согласованная волновая нагрузка.

Оценки антенной температуры в одноканальных радиометрах смещены из-за нестабильности коэффициента усиления и постоянных вариаций мощности внутренних шумов. Это приводит к ошибочной интерпретации результатов измерений. Для повышения точности оценки антенной температуры T_A° , измерения K_0 и T_n° должны выполняться периодически, через интервалы времени меньше, чем время корреляции соответствующих вариаций.

Описанный классический подход к оценке яркостной температуры внутреннего шума и коэффициента усиления приемника получен из

эвристических рассуждений и обобщения инженерного опыта, а не из теории статистических решений. Следовательно, актуальной задачей является синтез оптимального алгоритма оценки неизвестных параметров линейных уравнений (1) и (2) по результатам измерений выходных эффектов $Y_{out\ cold}$ и $Y_{out\ hot}$.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Методом максимального правдоподобия на интервале времени $(0, T)$ необходимо дать оптимальную оценку яркостной температуры внутренних шумов T_n° приемника и его коэффициента усиления K_0 при условии, что ко входному тракту радиометра периодически подключаются источники эталонного сигнала с заданными яркостными температурами $(T_{hot}^\circ, T_{cold}^\circ)$.

2. ИСХОДНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Для решения поставленной задачи необходимо сформировать два независимых уравнения наблюдения. Для получения таких уравнений в одноканальном радиометре будем использовать модулятор, периодически подключающий ко входу эталонные источники с заданными температурами T_{hot}° и T_{cold}° . Сигналы “горячего” источника $\xi_{hot}(t)$ и “холодного” источника $\xi_{cold}(t)$, а также внутренний шум приемника $\eta(t)$ – белые гауссовские шумы с заданными спектральными плотностями мощности (СПМ) $\frac{N_{0h}}{2}$, $\frac{N_{0c}}{2}$ и $\frac{N_{0n}}{2}$. Поочередно, с частотой модуляции, сигналы от эталонных источников смешиваются с внутренними шумами приемника, усиливаются и проходят линейную часть радиометра (ЛЧП) с заданной импульсной характеристикой $h(t)$.

Уравнение наблюдения, описывающее сигналы на выходе додетекторной части радиометра, имеет вид

$$u(t) = K_0 [m(t)s_{hot}(t) + [1 - m(t)]s_{cold}(t) + n(t)] + n_r(t), \quad (5)$$

где $s_{hot}(t)$, $s_{cold}(t)$ и $n(t)$ – сигналы $\xi_{hot}(t)$, $\xi_{cold}(t)$ и $\eta(t)$ прошедшие ЛЧП,

$$m(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < 0,5T; \\ 0, & 0,5T \leq t < T, \end{cases} \quad (6)$$

где T – время наблюдения, $n_r(t)$ – регуляризирующий шум малой мощности, исключаяющий сингулярности при решении обратных задач.

Запишем статистические характеристики уравнения наблюдения и всех его составляющих:

1) рассматриваемые процессы – это взаимно-некоррелированные

$$\langle s_{hot}(t_1)n(t_2) \rangle = 0, \quad \langle s_{cold}(t_1)n(t_2) \rangle = 0,$$

$$\langle s_{hot}(t_1)n_r(t_2) \rangle = 0, \quad \langle s_{cold}(t_1)n_r(t_2) \rangle = 0,$$

$$\langle s_{hot}(t_1)s_{cold}(t_2) \rangle = 0 \quad \langle n(t_1)n_r(t_2) \rangle = 0$$

гауссовские шумы с нулевым средним

$(\langle s_{hot}(t_1) \rangle = 0, \langle s_{cold}(t_1) \rangle = 0, \langle n(t) \rangle = 0, \langle n_r(t) \rangle = 0)$. Здесь $\langle \cdot \rangle$ – знак статистического усреднения;

2) автокорреляционные функции имеют вид:

$$\langle s_{hot}(t_1)s_{hot}(t_2) \rangle = 0,5 N_{0h} R_h(\tau); \quad (7)$$

$$\langle s_{cold}(t_1)s_{cold}(t_2) \rangle = 0,5 N_{0c} R_h(\tau); \quad (8)$$

$$\langle n(t_1)n(t_2) \rangle = 0,5 N_{0n} R_h(\tau); \quad (9)$$

$$\langle n_r(t_1)n_r(t_2) \rangle = 0,5 N_{0r} \delta(\tau), \quad (10)$$

где

$$R_h(\tau) = R(t_1 - t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t_1 - t_3)h(t_2 - t_3)dt_3$$

корреляционная функция импульсной характеристики ЛЧП, N_{0r} – СПМ регуляризирующего шума, $\delta(\tau)$ – дельта-функция. Предполагается, что СПМ регуляризирующей добавки значительно меньше СПМ эталонных сигналов $N_{0r} \ll N_{0h}$, $N_{0r} \ll N_{0c}$ и внутреннего шума радиометра $N_{0r} \ll N_{0n}$.

Яркостные температуры подключаемых источников, внутреннего шума и регуляризирующей добавки связаны с соответствующими энергетическими спектрами следующими соотношениями:

$$N_{0h} = k_B T_{hot}^\circ, N_{0c} = k_B T_{cold}^\circ, N_{0n} = k_B T_n^\circ, N_{0r} = k_B T_r^\circ, \quad (11)$$

где k_B – постоянная Больцмана.

При решении оптимизационных задач методом максимума функционала правдоподобия требуется знание корреляционной функции наблюдения. Получим ее в следующем виде:

$$R_u(t, \tau, \vec{\lambda}) = 0,5 k_B K_0^2 [m^2(t)T_{hot}^\circ + [1 - m(t)]^2 T_{cold}^\circ + T_n^\circ] \times \\ \times R_h(\tau) + 0,5 k_B T_r^\circ \delta(\tau). \quad (12)$$

Используя обобщенную теорему Хинчена-Винера [6], найдем мгновенную СПМ

$$G(f, t_1, \vec{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} R_u(t, \tau, \vec{\lambda}) e^{-j2\pi f \tau} d\tau = \\ = 0,5 k_B K_0^2 [m^2(t)T_{hot}^\circ + [1 - m(t)]^2 T_{cold}^\circ + T_n^\circ] \times \\ \times |K_H(j2\pi f)|^2 + 0,5 k_B T_r^\circ. \quad (13)$$

3. РЕШЕНИЕ ОПТИМИЗАЦИОННОЙ ЗАДАЧИ

Решение оптимизационной задачи получим методом максимума функционала правдоподобия. Оптимальные алгоритмы оценок параметров $\vec{\lambda} = \|\lambda_1, \lambda_2\| = \|\lambda_\mu\| = \|T_n^\circ, K_0\|$ находим из решения уравнения

$$\left. \frac{\partial \ln p[u(t) | \vec{\lambda}]}{\partial \lambda_\mu} \right|_{\hat{\lambda}_\mu = \lambda_{\mu, true}} = 0, \quad (14)$$

где $\vec{\lambda}$ – вектор искомых параметров; $\hat{\lambda}_\mu$ и $\lambda_{\mu, true}$ – оценочное и истинное значения параметров;

$$p[u(t)|\vec{\lambda}] = k(\vec{\lambda}) \exp \left\{ -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T u(t_1) W_u(t_1, t_2, \vec{\lambda}) u(t_2) dt_1 dt_2 \right\} - \quad (15)$$

условная плотность вероятности наблюдения $u(t)$ при фиксированном параметре $\vec{\lambda}$ (функционал правдоподобия); $W_u(t_1, t_2, \vec{\lambda})$ – функция, обратная корреляционной функции $R_u(t_1, t_2, \vec{\lambda})$, которая находится из интегрального уравнения обращения

$$\int_0^T R_u(t_1, t_2, \vec{\lambda}) W_u(t_2, t_3, \vec{\lambda}) dt_2 = \delta(t_1 - t_3); \quad (16)$$

$k(\vec{\lambda})$ – параметр, зависящий от $\vec{\lambda}$; $\frac{\partial}{\partial \lambda_\mu}$ – знак частной производной по параметру λ_μ .

Подставив выражение (15) в (14) и вычислив производную, получим алгоритм оценки радиояркой температуры внутреннего шума T_n°

$$T_n^\circ = \frac{2}{k_B K_0^2 T \Delta F} \int_0^T u_W^2(t) dt - \left(T_{hot}^\circ \frac{\Delta F_{T_{hot}^\circ + T_n^\circ}}{\Delta F} + T_{cold}^\circ \frac{\Delta F_{T_{cold}^\circ + T_n^\circ}}{\Delta F} \right), \quad (17)$$

и коэффициента усиления приемника K_0 в одноканальном СВЧ радиометре

$$K_0 = \left\{ \left(\frac{2}{k_B (T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ)} \times \frac{1}{T \Delta F_{T_{hot}^\circ + T_n^\circ}} \int_0^T m(t) u_{W, T_{hot}^\circ + T_n^\circ}^2(t) dt - \frac{1}{T \Delta F_{T_{cold}^\circ + T_n^\circ}} \int_0^T [1 - m(t)] u_{W, T_{cold}^\circ + T_n^\circ}^2(t) dt \right) \right\}^{1/2}, \quad (18)$$

где

$$2\Delta F = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 |\dot{K}_W(j2\pi f)|^2 df - \quad (19)$$

ширина полосы двухсторонней частотной характеристики ЛЧП радиометра после согласованного и декоррелирующего фильтров;

$$2\Delta F_{T_{hot}^\circ + T_n^\circ} = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 |\dot{K}_W(j2\pi f, T_{hot}^\circ + T_n^\circ)|^2 df - \quad (20)$$

ширина полосы двухсторонней частотной характеристики ЛЧП радиометра после согласованного и декоррелирующего фильтра, настроенного на эталонный сигнал высокой температуры T_{hot}° ;

$$2\Delta F_{T_{cold}^\circ + T_n^\circ} = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 |\dot{K}_W(j2\pi f, T_{cold}^\circ + T_n^\circ)|^2 df - \quad (21)$$

ширина полосы двухсторонней частотной характеристики ЛЧП радиометра после согласованного и декоррелирующего фильтра, настроенного на эталонный сигнал низкой температуры T_{cold}° ;

$$|\dot{K}_W(j2\pi f)|^2 = |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 G^{-2}(f, \hat{\lambda}) - \quad (22)$$

частотная характеристика декоррелирующего фильтра;

$$|\dot{K}_W(j2\pi f, T_{hot}^\circ + T_n^\circ)|^2 = |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 G^{-2}(f, T_{hot}^\circ + T_n^\circ, \hat{\lambda}) - \quad (23)$$

частотная характеристика декоррелирующего фильтра, настроенного на эталонный сигнал высокой температуры T_{hot}° ;

$$|\dot{K}_W(j2\pi f, T_{cold}^\circ + T_n^\circ)|^2 = |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 G^{-2}(f, T_{cold}^\circ + T_n^\circ, \hat{\lambda}) - \quad (24)$$

частотная характеристика декоррелирующего фильтра, настроенного на эталонный сигнал низкой температуры T_{cold}° ;

$u_W(t)$ – уравнение наблюдения декоррелированное в фильтре с частотной характеристикой (22).

Таким образом из алгоритма (17) следуют следующие оптимальные операции оценки T_n° :

- декорреляция уравнения наблюдения $u_W(t)$;
- квадратичное детектирование $u_W^2(t)$;
- усреднение на интервале времени T и в

диапазоне частот $\Delta F \left(\frac{1}{T \Delta F} \int_0^T u_W^2(t) dt \right)$;

- нормировка относительно коэффициента усиления приемника и преобразование полученной СПМ к яркостной температуре (умножение на коэффициент $2/k_B K_0^2$);
- компенсация радиояркой температуры эталонных источников

$$\left(T_{hot}^\circ \frac{\Delta F_{T_{hot}^\circ + T_n^\circ}}{\Delta F} + T_{cold}^\circ \frac{\Delta F_{T_{cold}^\circ + T_n^\circ}}{\Delta F} \right).$$

Данные операции, за исключением декорреляции наблюдения, полностью совпадают с компенсационным радиометром [1]. Если в процессе обработки не использовать декоррелирующий фильтр, то получим квазиоптимальный алгоритм оценки T_n°

$$T_n^\circ = \frac{2}{k_B K_0^2 T \Delta F} \int_0^T u^2(t) dt - (T_{hot}^\circ + T_{cold}^\circ). \quad (25)$$

В алгоритмах (17) и (25) требуется знание коэффициента усиления K_0 , для оценки которого необходимо выполнить следующие оптимальные операции:

- сигнал от “горячего” источника декоррелировать в фильтре $\dot{K}_W(j2\pi f, T_{hot}^\circ + T_n^\circ)$, пропустить через квадратичный детектор и усреднить на интервале времени определяемое модулирующей функцией $m(t)$ и в полосе частот $\Delta F_{T_{hot}^\circ + T_n^\circ}$;
- сигнал от “холодного” источника декоррелировать в фильтре $\dot{K}_W(j2\pi f, T_{cold}^\circ + T_n^\circ)$, пропустить через квадратичный детектор и усреднить

на интервале времени определяемое функцией $[1 - m(t)]$ и в полосе частот $\Delta F_{T_{cold}^\circ + T_n^\circ}$;

– выполнить вычитание оценок СПМ внутреннего шума T_n° и температуры эталонного источника T_{hot}° из оценки СПМ внутреннего шума T_n° и температуры эталонного источника T_{cold}° ;

– нормировка результата вычитания относительно разности температур эталонных источников $2[k_B(T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ)]^{-1}$ и вычисление корня. Если

и в этом алгоритме не использовать декоррелирующий фильтр, то получим квазиоптимальный алгоритм оценки K_0 , сходный по своей структуре с модуляционным радиометром [8], реализующий вычитание яркостных температур двух эталонных источников

$$K_0 = \left\{ \frac{2}{k_B(T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ)} \times \left(\frac{1}{T\Delta F} \int_0^T m(t)u^2(t)dt - \frac{1}{T\Delta F} \int_0^T [1 - m(t)]u^2(t)dt \right) \right\}^{1/2}. \quad (26)$$

4. СИНТЕЗ СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ

На рис. 1. показана структурная схема, реализующая алгоритм оптимального оценивания яркостной температуры внутренних шумов (25) и коэффициента усиления (26) радиометра.

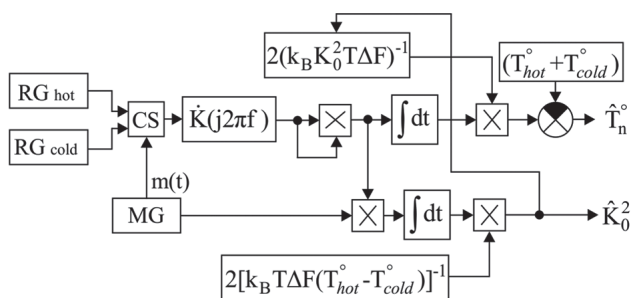


Рис. 1. Структурная схема оптимального измерителя T_n° и K_0 в одноканальных СВЧ радиометрах

Схема на рис. 1 работает следующим образом. На вход приемника периодически через управляемый переключатель (Controlled Switch) подаются сигналы эталонных источников RG_{hot} и RG_{cold} . Генератор модулирующего сигнала (Modulation Generator) формирует сигнал $m(t)$, управляющий работой переключателя CS. Шумы “горячего” $\xi_{hot}(t)$ и “холодного” источника $\xi_{cold}(t)$ проходят додетекторную часть приемника с частотной характеристикой $\dot{K}(j2\pi f)$, где смешиваются с внутренними шумами $\eta(t)$ и усиливаются на величину K_0 . Первая оптимальная операция, присущая обоим алгоритмам, – квадратичное детектирование колебаний с выхода $\dot{K}(j2\pi f)$. Дальнейшая обработка разделяется на два канала: канал оценки яркостной температуры внутренних шумов и канал оценки коэффициента усиления. В первом выполняется интегрирование, нормировка на величину $2(k_B K_0^2 T \Delta F)^{-1}$ и

компенсация яркостных температур опорных источников $(T_{hot}^\circ + T_{cold}^\circ)$. Во втором канале, после квадратичного детектирования, сигналы последовательно проходят синхронный детектор, интегратор и умножаются на коэффициент $2[k_B T \Delta F (T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ)]^{-1}$. Оценка \hat{K}_0^2 используется для формирования оценки \hat{T}_n° .

5. ПРЕДЕЛЬНЫЕ ПОГРЕШНОСТИ ОЦЕНОК ПАРАМЕТРОВ

Предельные погрешности оценивания \hat{K}_0^2 и \hat{T}_n° получим обращением информационной матрицы Фишера, элементы которой имеют вид

$$\Phi_{\mu\nu} = - \left\langle \frac{\partial^2 \ln P[u(t)|\vec{\lambda}]}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} \right\rangle_{\hat{\lambda} = \vec{\lambda}_{true}}. \quad (27)$$

После дифференцирования по искомым параметрам функционала правдоподобия (15), вычисления среднего и обращения полученной матрицы, находим элементы ковариационной матрицы ошибок

$$\sigma_{T_n^\circ, T_n^\circ}^2 = \frac{4[T_{hot}^\circ + T_n^\circ]^2 [T_{cold}^\circ + T_n^\circ]^2}{T\Delta F (T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ)^2}, \quad (28)$$

$$R_{T_n^\circ, K_0} = \frac{-K_0 \left([T_{cold}^\circ + T_n^\circ] + [T_{hot}^\circ + T_n^\circ] \right) [T_{hot}^\circ + T_n^\circ] [T_{cold}^\circ + T_n^\circ]}{T\Delta F (T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ)^2}, \quad (29)$$

$$R_{K_0, T_n^\circ} = \frac{-K_0 \left([T_{cold}^\circ + T_n^\circ] + [T_{hot}^\circ + T_n^\circ] \right) [T_{hot}^\circ + T_n^\circ] [T_{cold}^\circ + T_n^\circ]}{T\Delta F (T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ)^2}, \quad (30)$$

$$\sigma_{K_0, K_0}^2 = \frac{K_0^2 \left([T_{cold}^\circ + T_n^\circ]^2 + [T_{hot}^\circ + T_n^\circ]^2 \right)}{2T\Delta F (T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ)^2}. \quad (31)$$

Элементы $\sigma_{T_n^\circ, T_n^\circ}^2$ и σ_{K_0, K_0}^2 соответствуют предельным дисперсиям (нижним границам) ошибок измерений параметров \hat{T}_n° и \hat{K}_0^2 , а $R_{T_n^\circ, K_0} = R_{K_0, T_n^\circ}$ – взаимной ковариации оценок параметров. Из анализа выражений (28) и (31) следует, что предельные погрешности оценки мощности внутренних шумов и коэффициента усиления уменьшаются с увеличением времени наблюдения, полосы пропускания и разности $T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ$. Оценки \hat{T}_n° и \hat{K}_0^2 являются коррелированными (выражения (29) и (30)). Степень связи оценок искомых параметров уменьшается по мере увеличения времени наблюдения, полосы пропускания и разности $T_{hot}^\circ - T_{cold}^\circ$.

ВЫВОДЫ

В работе синтезированы оптимальные алгоритмы оценки яркостной температуры вну-

тренного шума и коэффициента усиления приемника в одноканальных СВЧ радиометрах. Оптимальные операции для оценки \hat{T}_n° повторяют структуру компенсационного радиометра, а оценки \hat{K}_0 – модуляционного. Разработана структурная схема оптимального алгоритма оценки \hat{T}_n° и \hat{K}_0 . Получена ковариационная матрица ошибок, на главной диагонали которой находятся предельные дисперсии ошибок измерений параметров \hat{T}_n° и \hat{K}_0^2 , а на побочной – взаимные ковариации их оценок.

Литература.

[1] *Волосюк В. К.* Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации: монография / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко; под ред. В. Ф. Кравченко. – М.: Физматлит, 2008. – 704 с.

[2] *Volosyuk, V. K.* Algorithms synthesis and potentiality analysis of optimum ultrawideband signal processing in the radiometric system with modulation / V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov, S. S. Zhyla // *Antenna Theory and Technigues. ICATT'2011: III Intern. conf.*, Sept. 20–23, 2011, Kiev, Ukraine. – [Kiev], 2011. – P. 235–237.

[3] *Kravchenko V. F.* Statistical Synthesis of Optimal and Quasi-optimal Chopper Radiometers [Electronic resource] / V. F. Kravchenko, V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov // *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings. PIERS-2012, Aug. 19–23, 2012, Moscow, Russia.* – [S. l.], 2012. – P. 50–54. – Режим доступа: <http://piers.org/piersproceedings/piers2012Proc.php>. – 26.02.2013.

[4] *Радиоизлучение Земли как планеты / А. Е. Башаринов, А. С. Гурвич, С. Т. Егоров.* – М.: Наука, 1974. – 187 с.

[5] *Радиотеплолокация в метеорологии: монография / В. Д. Степаненко и др.* – Л.: Гидрометеиздат, 1987. – 284 с.

[6] *Левин Б. Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. Кн.1 / Б. Р. Левин. – М.: Советское радио, 1969. – 752 с.

[7] *Волосюк В. К.* Оценка параметров сигналов в радиометре с двухкаскадным входным трактом / В. К. Волосюк, В. В. Павликов, С. С. Жила // *Радиоэлектронні і комп'ютерні системи.* – 2012. – № 3 (55). – С. 40–44.

[8] *Волосюк В. К.* Статистический синтез оптимальных и квазиоптимальных одноантенных радиометров модуляционного типа / В. К. Волосюк, В. В. Павликов // *Физические основы приборостроения.* – 2012. – Т. 1, № 1. – С. 86–100.

Поступила в редколлегию 26.02.2014



Жила Семён Сергеевич, аспирант кафедры проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов Национального аэрокосмического университета им. Н.Е. Жуковского «ХАИ». Научные интересы: статистическая теория радиотехнических систем.

УДК 621.396

Оптимальна оцінка яскравісної температури внутрішнього шуму та коефіцієнта підсилення приймача в одноканальних НВЧ радіометрах / С. С. Жила // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2014. – Том 13. – № 1. – С. 88–92.

Синтезовані оптимальні та квазиоптимальні алгоритми оцінки яскравісної температури внутрішнього шуму та коефіцієнта підсилення приймача в одноканальних НВЧ радіометрах. Розроблена відповідна структурна схема оптимального вимірювача. Отриманий аналітичний вираз коваріаційної матриці граничних похибок оцінок шуканих параметрів.

Ключові слова: оптимізація, яскравісна температура внутрішнього шуму, коефіцієнт підсилення, граничні похибки вимірювань.

Іл.: 01. Бібліогр.: 08 найм.

UDC 621.396

Optimal estimation of the internal noise brightness temperature and gain of a receiver in singlechannel microwave radiometers / S. S. Zhyla // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2014. – Vol. 13. – № 1. – P. 88–92.

Optimal and quasioptimal estimation algorithms of the internal noise brightness temperature and gain of a receiver in singlechannel microwave radiometers are synthesized. The corresponding block diagram of an optimal meter is developed. An analytical expression of the covariance matrix of the required parameters estimates limit errors is obtained.

Keywords: optimization, internal noise brightness temperature, receiver gain, limit errors of measurements.

Fig.: 01. Ref.: 08 items.