

УДК 621.396

В.В. ПАВЛИКОВ

*Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина***СТАТИСТИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО РАДИОМЕТРИЧЕСКОГО ПРИЕМНИКА КОМПЕНСАЦИОННОГО ТИПА**

В работе синтезирован и исследован оптимальный алгоритм обработки собственных радиотепловых сигналов в одноканальных радиометрических системах. Полученный алгоритм описывает структуру компенсационного радиометра, который отличается от известного наличием обесцвечивающего фильтра, размещенного перед квадратичным детектором. Рассчитаны элементы матрицы Фишера и на их основе получены предельные погрешности оценок параметров. Выведено выражение для потенциальной флуктуационной чувствительности компенсационного радиометра с использованием предельных погрешностей оценки его внутренних шумов.

Ключевые слова: радиометрическая система, оптимизация, предельная точность оценок, потенциальная флуктуационная чувствительность.

Введение

Радиометрические сигналы представляют собой сверхширокополосные случайные процессы с нулевым средним. Статистические характеристики таких сигналов подобны статистическим характеристикам шумов, а средняя мощность может быть как соизмеримой (например, в задачах дистанционного зондирования) так и на несколько порядков ниже (например, в радиоастрономии) мощности внутренних шумов радиометра – энергетического приемника радиотепловых сигналов. Радиометр по наблюдаемой смеси полезного сигнала и внутренних шумов решает задачи обнаружения, распознавания или оценки измеряемых параметров. Неразделимость полезного и шумового процесса налагает существенные ограничения на решение задач синтеза радиотехнических систем, в отличие от активной локализации, где форма полезного сигнала полагается известной с точностью до некоторых параметров. Поэтому при решении задач синтеза радиометрических систем необходимо использование методов статистической оптимизации развитых применительно к обработке стохастических сигналов.

Некоторые результаты оптимальной обработки радиометрических сигналов изложены в работах [1, 2]. Однако эти результаты получены в существенно упрощенном виде для дискретных сигналов и не учитывают влияние входного тракта радиометрического приемника на выходе которого обрабатываемое наблюдение становится коррелированным.

В статье приводится решение в непрерывном виде оптимизационной задачи оценки параметров

сигналов собственного радиотеплового излучения в предположении, что задана додетекторная часть входного тракта радиометра, на выходе которой наблюдение приобретает некоторую окраску (становится коррелированным).

Постановка оптимизационной задачи

Из практических аспектов синтеза пассивных систем известно, что решение задачи оптимизации целесообразно производить с частично заданной структурой додетекторной части радиометра. В простейшем случае, такая структура может включать маломощные усилители, смесители, усилители промежуточной частоты с заданными частотными характеристиками. Отметим, что постановка и решение задачи в непрерывном виде без использования ограничения на полосу пропускания приводит к некорректным результатам (сингулярным решениям).

Возможная структура входного тракта радиометра соответствующая уравнению наблюдения приведена на рис. 1. На рис. 1 показана антенна А с выхода которой на вход радиометра поступает сигнал $s(t, \vec{\lambda})$, зависящий от измеряемых параметров $\vec{\lambda}$, и далее в сумматоре смешивается в внутренних шумами приемника $n(t)$. Внутренние шумы приемника удобно представить в пересчитанном к его входу виде. После этого смесь сигнала с шумами проходит додетекторную часть радиометра с известной частотной характеристикой $\dot{K}(j2\pi f)$. Для исключения сингулярности в процессе решения оп-

тимизационной задачи к смеси сигнала и внутренних шумов радиометра добавляем регуляризирующую добавку $n_p(t)$. Эта добавка представляет собой белый гауссовский шум с малой спектральной плотностью мощности (СПМ) (относительно полезной и шумовой СПМ).

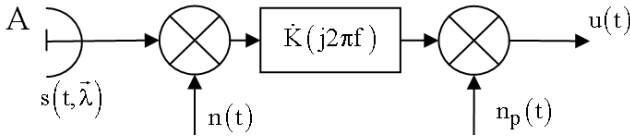


Рис. 1. Схема, соответствующая уравнению наблюдения

Уравнение наблюдения на выходе схемы, представленной на рис. 1, запишем по методу импульсных характеристик в виде

$$u(t) = \int_0^T [s(t_1, \bar{\lambda}) + n(t_1)] h(t - t_1) dt_1 + n_p(t), \quad (1)$$

где $s(t, \bar{\lambda})$ и $n(t)$ – полезный сигнал на выходе антенны А и внутренние шумы радиометра, пересчитанные к его входу; $h(t)$ – импульсная характеристика входных цепей радиометра, связанная с амплитудно-частотной характеристикой $\dot{K}(j2\pi f)$ посредством преобразования Фурье; $n_p(t)$ – регуляризирующая добавка; время наблюдения $t \in [0, T]$.

При решении задачи использованы следующие допущения:

1) все процессы, входящие в уравнение (1) гауссовы, с нулевыми средними: $\langle s(t) \rangle = 0$, $\langle n(t) \rangle = 0$, $\langle n_p(t) \rangle = 0$;

2) автокорреляционные и взаимокорреляционные функции имеют вид:

$$\begin{aligned} \langle s(t_1, \bar{\lambda}) s(t_2, \bar{\lambda}) \rangle &= \frac{S_0(\bar{\lambda})}{2} \delta(t_1 - t_2); \\ \langle n(t_1) n(t_2) \rangle &= \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2); \\ \langle n_p(t_1) n_p(t_2) \rangle &= \frac{N_{0p}}{2} \delta(t_1 - t_2); \\ \langle s(t_1, \bar{\lambda}) n(t_2) \rangle &= \\ = \langle s(t_1, \bar{\lambda}) n_p(t_2) \rangle &= \langle n(t_1) n_p(t_2) \rangle = 0. \end{aligned}$$

3) мощность регуляризирующей добавки на выходе радиометрической системы существенно меньше мощностей внутренних шумов радиометра и полезного сигнала.

Скобками $\langle \cdot \rangle$ обозначена операция статистического усреднения. В допущении №2 $S_0(\bar{\lambda})$, N_0 и N_{0p} – односторонние СПМ соответственно полезного случайного процесса, внутренних шумов радиометра и регуляризирующей добавки (делением на 2 осуществляем переход к двусторонним СПМ).

Корреляционная функция уравнения наблюдения

$$\begin{aligned} R_u(t_1, t_2, \bar{\lambda}) &= \\ = \langle u(t_1) u(t_2) \rangle &= R_u(t_1 - t_2, \bar{\lambda}) = \\ = \frac{1}{2} (S_0(\bar{\lambda}) + N_0) R_h(t_1 - t_2) &+ \frac{N_{0p}}{2} \delta(t_1 - t_2), \end{aligned} \quad (2)$$

где $R_h(t_1 - t_2) = \int_0^T h(t_1 - t) h(t_2 - t) dt$ – автокорреляционная функция импульсной характеристики $h(t)$.

Сформулируем постановку задачи оптимизации следующим образом.

Необходимо на интервале наблюдения $t \in [0, T]$ дать оценку неизвестных параметров $\bar{\lambda}$ полезного сигнала $s(t, \bar{\lambda})$, наблюдаемого на фоне внутренних шумов одноканального радиометра $n(t)$, полагая заданной передаточную характеристику входных цепей радиометра и учитывая требование к обеспечению максимальной флуктуационной чувствительности.

Обеспечение максимальной флуктуационной чувствительности достигается использованием всего времени наблюдения сигнала при фиксированной ширине входной полосы частот радиометра.

Решение оптимизационной задачи

Решение получим в рамках метода максимального правдоподобия. Функционал правдоподобия запишем в виде [3]

$$\begin{aligned} p[u(t) | \bar{\lambda}] &= k(\bar{\lambda}) \times \\ \times \exp \left[-\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T u(t_1) W(t_1, t_2, \bar{\lambda}) u(t_2) dt_1 dt_2 \right] &= \max, \end{aligned} \quad (3)$$

где $W(t_1, t_2, \bar{\lambda})$ – функция обратная корреляционной функции и находится из интегрального уравнения обращения

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

$k(\bar{\lambda})$ – коэффициент, зависящий от оцениваемых параметров.

Дифференцируя логарифм функционала правдоподобия и приравнивая результат к нулю получим систему уравнений правдоподобия [3, 4]

$$-\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \left[\frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} R(t_1, t_2, \hat{\lambda}) \right] W(t_1, t_2, \hat{\lambda}) dt_1 dt_2 - \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \left[\frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} W(t_1, t_2, \hat{\lambda}) \right] u(t_1) u(t_2) dt_1 dt_2 = 0. \quad (4)$$

Перепишем это уравнение в спектральной области

$$-\frac{1}{2} T \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} G_R(j2\pi f, \hat{\lambda}) \right] G_W(j2\pi f, \hat{\lambda}) df - \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} G_W(j2\pi f, \hat{\lambda}) |\dot{U}(j2\pi f)|^2 df = 0, \quad (5)$$

где

$$G_R(j2\pi f, \hat{\lambda}) = F \left[R_u(t_1 - t_2, \hat{\lambda}) \right] = \frac{1}{2} (S_0(\hat{\lambda}) + N_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + \frac{N_{0p}}{2}, \quad (6)$$

$$G_W(j2\pi f, \hat{\lambda}) = \frac{1}{G_R(j2\pi f, \hat{\lambda})} = \frac{2}{(S_0(\hat{\lambda}) + N_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + N_{0p}}, \quad (7)$$

$F[\cdot]$ – оператор прямого преобразования Фурье.

Решая уравнение (5) получим оценку мощности (дисперсии) полезного сигнала на выходе одноканальной радиометрической системы в виде

$$\hat{\sigma}_s^2 = \frac{1}{2} S_0(\hat{\lambda}) \times \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{K}(j2\pi f)|^4}{\left[(S_0(\hat{\lambda}) + N_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + N_{0p} \right]^2} df = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{K}(j2\pi f)|^2 |\dot{U}(j2\pi f)|^2}{\left[(S_0(\hat{\lambda}) + N_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + N_{0p} \right]^2} df - \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{K}(j2\pi f)|^4}{\left[(S_0(\hat{\lambda}) + N_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + N_{0p} \right]^2} df - \frac{N_{0p}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{K}(j2\pi f)|^2}{\left[(S_0(\hat{\lambda}) + N_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + N_{0p} \right]^2} df. \quad (8)$$

Проведем анализ квадратов амплитудно-частотных характеристик (АЧХ), входящих в уравнение (8). Их вид приведен на рис. 2, где введены

обозначения: $|\dot{K}(j2\pi f)|^2$ – кривая 1, равная квадрату АЧХ додетекторной части радиометра;

$\frac{|\dot{K}(j2\pi f)|^4}{\left[(S_0(\hat{\lambda}) + N_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + N_{0p} \right]^2} = |\dot{K}(j2\pi f)|^2 |\dot{K}_w(j2\pi f, \hat{\lambda})|^2$ – кривая 2, описывающая квадрат результирующей (после обеления) АЧХ додетекторной части;

$\frac{|\dot{K}(j2\pi f)|^2}{\left[(S_0(\hat{\lambda}) + N_0) |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + N_{0p} \right]^2} = |\dot{K}_w(j2\pi f, \hat{\lambda})|^2$ – кривая 3, которая соответствует квадрату АЧХ обеляющего фильтра. Из рис. 2 следует, что декорреляция расширила входную полосу примерно с 40 МГц до 75 МГц.

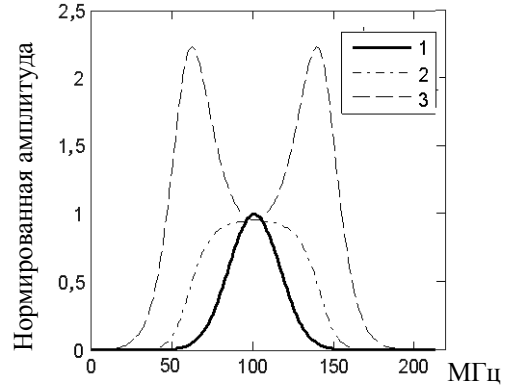


Рис. 2. Вид частотных характеристик, входящих в состав уравнения (8) при $N_{0p} = 0,1$, $S_0(\hat{\lambda}) + N_0 = 1$ и гауссовой $\dot{K}(j2\pi f)$

Степень обеления зависит от величины N_{0p} и тем больше, чем N_{0p} меньше. Т.е., чем меньше спектральная плотность мощности регуляризирующего шума N_{0p} , тем существеннее декоррелирующее действие фильтра (выше ветви кривой 3 на рис. 2). Практические аспекты выбора величины регуляризирующей добавки подробно изложены в работе [5].

Рассмотрим уравнение (8) во временной области. Для этого введем следующие обозначения:

– Фурье-образ обеленного процесса

$$u_w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}_{Kw}(j2\pi f) e^{j2\pi f t} df; \quad (9)$$

– обеленная спектральная плотность мощности наблюдения

$$\begin{aligned} |\dot{U}_{K_w}(j2\pi f)|^2 &= \left| \dot{K}_w(j2\pi f, \hat{\lambda}) \right|^2 |\dot{U}(j2\pi f)|^2 = \\ &= \left| \dot{K}_w(j2\pi f, \hat{\lambda}) \dot{U}(j2\pi f) \right|^2; \end{aligned} \quad (10)$$

– квадрат модуля частотной характеристики обеслаивающего фильтра

$$\left| \dot{K}_w(j2\pi f, \hat{\lambda}) \right|^2 = \frac{|\dot{K}(j2\pi f)|^2}{\left[\left[S_0(\hat{\lambda}) + N_0 \right] |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + N_{0p} \right]^2}; \quad (11)$$

– ширина полосы пропускания системы, измеряемая после обеслаивающего фильтра

$$\Delta F(\hat{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \left| \dot{K}_w(j2\pi f, \hat{\lambda}) \right|^2 df. \quad (12)$$

Зависимость ширины пропускания системы от оцененных параметров $\hat{\lambda}$ указывает на то, что обеслаивающий фильтр должен быть адаптивным.

Используя допущение №3 алгоритм оптимальной обработки (8) с учетом выражений (9) – (12) и равенства Парсеваля-Лапласа можно представить в виде

$$\hat{\sigma}_s^2 = \frac{1}{T} \int_0^T u_w^2(t) dt - \frac{N_0}{2} \Delta F(\hat{\lambda}) = \frac{1}{T} \int_0^T u_w^2(t) dt - \hat{\sigma}_n^2. \quad (13)$$

Выражение (13) характеризует среднюю мощность (дисперсию) обеслаивающего наблюдения и описывает структуру оптимальной обработки сигнала. Из анализа алгоритма (13) следует, что оптимальный приемник радиотеплового сигнала должен включать операции обеслаивания, квадратичного детектирования, интегрирования и вычитания мощности шумов приемника $\hat{\sigma}_n^2$. Если не учитывать операцию обеслаивания, то полученная структура оптимального радиометра соответствует известной компенсационной схеме. Структура радиометрической системы, описываемой алгоритмом (13) представлена на рис. 3. Отметим, что часть уравнения наблюдения, включающая в себя антенну, сумматор и коэффициент усиления входного тракта радиометра, а также аддитивную регуляризующую шумовую добавку $p_p(t)$ описывает математическую модель наблюдения. Сама же структура реального радиометра содержит антенну и входной усилитель с передаточной характеристикой $\dot{K}(j2\pi f)$. Работа схемы, приведенной на рис. 3 заключается в следующем. Сигнал с выхода антенны $s(t, \vec{\lambda})$ проходит через входные цепи радиометра, где смешивается с шумами $n(t)$. Далее, через обеслаивающий фильтр поступает на квадратер и интегратор на выходе которого форми-

руется суммарная мощность полезного сигнала и шумов приемника. После интегратора суммарная мощность поступает на вычитающее устройство, на второй вход которого подается известная дисперсия внутренних шумов радиометра. На выходе радиометра получаем оценку мощности (дисперсии) полезного сигнала, которая, согласно формулы Найквиста, пропорциональна антенной температуре.

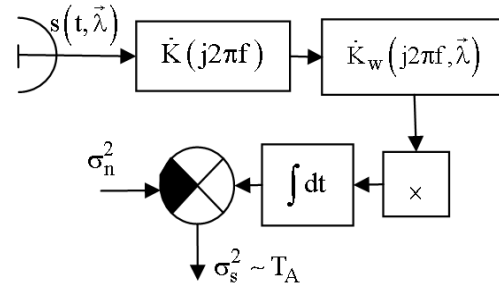


Рис. 3. Структурная схема оптимального (компенсационного) радиометра

Сложность непосредственной оценки дисперсии сигнальной составляющей входного процесса согласно выражения (13) заключается в том, что необходимым условием является знание дисперсии внутренних шумов приемника $\hat{\sigma}_n^2$. Ее измеряют в процессе калибровки системы. Однако на практике коэффициент усиления входного тракта радиометра флуктуирует во времени и соответственно дисперсия внутренних шумов изменяется. При этом на выход радиометра будет проходить недокомпенсированная добавка мощности шума, которая в ходе измерений может быть принята за прирост полезного сигнала. Поэтому рассмотрение компенсационного радиометра носит, в большей степени, теоретический интерес.

Расчет предельных погрешностей оценок параметров

Рассмотрим элементы матрицы Фишера

$$\Phi_{\mu\nu} = - \left\langle \frac{\partial^2 \ln P[u(t) | \vec{\lambda}]}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} \right\rangle. \quad (14)$$

Повторным дифференцированием выражения (4) при оценивании одного параметра получим

$$\Phi_{\mu\mu} = \frac{T}{2} \left[\frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} \ln \left(S_0(\hat{\lambda}) + N_0 \right) \right]^2 \Delta F,$$

где $\Delta F = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{K}(j2\pi f)|^4}{\left[|\dot{K}(j2\pi f)|^2 + N_{0p} / \left(S_0(\hat{\lambda}) + N_0 \right) \right]^2} df$ –

ширина полосы пропускания системы, измеряемая после обеслаивающего фильтра.

Предельная дисперсия измерения одного параметра равна

$$\sigma_{\lambda_\mu}^2 = 2 \frac{(S_0(\hat{\lambda}) + N_0)^2}{\text{TDF} \left[\frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} (S_0(\hat{\lambda}) + N_0) \right]^2}. \quad (15)$$

Из анализа формулы (15) следует, что предельные погрешности оценки параметров зависят от времени наблюдения и полосы частотной характеристики входных цепей радиометра после обеслаивающего фильтра.

Оценка потенциальной флуктуационной чувствительности

Потенциальная флуктуационная чувствительность равна минимальному приращению постоянной составляющей ΔT сигнала к среднеквадратическому отклонению флуктуационной составляющей шумов на его выходе σ_{T_n} , при котором отношение сигнал/шум на выходе равно единице [6].

Сигнал/шум на выходе определим следующим образом

$$q_{\Delta T} = \frac{\Delta T}{\sigma_{T_n}}, \quad (16)$$

где $q_{\Delta T}$ – сигнал/шум на выходе схемы синтезированной согласно алгоритма (13), $\sigma_{T_n} = \sqrt{\sigma_{T_n}^2}$ – среднеквадратическое отклонение флуктуационной составляющей шумов T_n , ΔT – прирост постоянной составляющей полезного сигнала на выходе радиометра. Среднеквадратическое отклонение флуктуационной составляющей шумов на выходе оценим выражением (15), которое с учетом формулы Найквиста можно представить в виде

$$\sigma_{T_n}^2 = 2 \frac{(T_A + T_n)^2}{\text{TDF} \left[\frac{\partial}{\partial T_n} (T_A + T_n) \right]^2} = 2 \frac{(T_A + T_n)^2}{\text{TDF}},$$

или с учетом $T_A = T_{A\min} = \Delta T$ – минимальный прирост антенной температуры, который может быть зафиксирован на выходе радиометрической системы

$$\sigma_{T_n}^2 = 2 \frac{(\Delta T + T_n)^2}{\text{TDF}}. \quad (17)$$

Подставляя корень квадратный из выражения (17) в формулу (16) и приравнявая результат к единице получим

$$q_{\Delta T} = \Delta T \frac{\sqrt{\text{TDF}}}{\sqrt{2}(\Delta T + T_n)} = 1. \quad (18)$$

Решив уравнение (18) относительно ΔT получим:

$$\Delta T = \frac{\sqrt{2} T_n}{\sqrt{\text{TDF}} - \sqrt{2}} \approx \frac{\sqrt{2} T_n}{\sqrt{\text{TDF}}}. \quad (19)$$

В правой части выражения (19) учтено, что на практике выполняется условие $\sqrt{\text{TDF}} \gg \sqrt{2}$. При этом, выражение (19) согласуется с известным из [6, 7] для компенсационных радиометров, но полученными из последовательного анализа прохождения сигнала через основные узлы и блоки компенсационного радиометра.

Заключение

В работе синтезирован и исследован оптимальный алгоритм обработки непрерывных собственных радиотепловых сигналов в одноканальных радиометрах. Показано, что в отличие от известных методов, рассчитанных в предположении дискретной структуры уравнения наблюдения, полученный алгоритм содержит операции декорреляции входной последовательности. Эта операция расширяет входную полосу частот радиометра и, соответственно, приводит к дополнительному повышению чувствительности радиометра.

Рассчитаны элементы матрицы Фишера и на их основе получены предельные погрешности оценок параметров. Снижение предельных погрешностей может быть выполнено только увеличением времени наблюдения и расширением входной полосы частот радиометра.

Получено выражение для потенциальной флуктуационной чувствительности синтезированного алгоритма, которое совпадает с известным из [6, 7]. При этом вывод формул осуществлялся на основе анализа потенциальных погрешностей оценки параметров, полученных из обращения информационных матриц Фишера, а не из последовательного анализа прохождения сигнала по типовым блокам радиометров. Последний подход использован в отмеченной литературе.

Литература

1. Николаев, А.Г. Радиотеплолокация [Текст]: моногр. / А.Г. Николаев, С.В. Перцов. – М.: Воениздат, 1970. – 132 с.
2. Теоретические основы радиолокации [Текст] / под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Сов. радио, 1964. – 732 с.

3. 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.

4. Бакут, П.А. Вопросы статистической теории радиолокации [Текст]: моногр. / П.А. Бакут, И.А. Большаков, Г.П. Тартаковский и др.; под ред. Г.П. Тартаковского. – М.: Сов. радио, 1963. – Т. 1. – 425 с.

5. Василенко, Г.И. Восстановление изображений [Текст] / Г.И. Василенко, А.М. Тараторин. – М.: Радио и связь, 1986. – 304 с.

6. Есепкина, Н.А. Радиотелескопы и радиометры [Текст] / Н.А. Есепкина, Д.В. Корольков, Ю.Н. Парийский. – М.: Наука, 1973. – 416 с.

7. Христиансен, У. Радиотелескопы [Текст]: пер. с англ. под ред. А.А. Пистолькорса / У. Христиансен, И. Хегбом. – М.: Мир, 1988. – 304 с.

Поступила в редакцию 27.10.2011

Рецензент: д-р техн. наук, проф., проф. каф. проектирования радиоэлектронных систем летательных аппаратов В.К. Волосюк, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков.

СТАТИСТИЧНИЙ СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО РАДІОМЕТРИЧНОГО ПРИЙМАЧА КОМПЕНСАЦІЙНОГО ТИПУ

В.В. Павліков

У роботі синтезовано і досліджено оптимальний алгоритм обробки власних радіотеплових сигналів в одноканальних радіометричних системах. Отриманий алгоритм описує структуру компенсаційного радіометра, який відрізняється від відомого наявністю вибілюючого фільтру, розміщеного перед квадратичним детектором. Розраховані елементи матриці Фішера і на їх основі отримані граничні похибки оцінок параметрів. Виведений вираз для потенціальної флуктуаційної чутливості компенсаційного радіометра з застосуванням граничних похибок оцінки його внутрішніх шумів.

Ключові слова: радіометрична система, оптимізація, гранична точність оцінок, потенціально флуктуаційна чутливість.

STATISTICAL SYNTHESIS OF OPTIMAL NOISE-COMPENSATED RADIOMETER

V.V. Pavlikov

Optimal algorithm processing own thermal signals in single-channel radiometric systems is synthesised and investigated in article. Calculated algorithm describes structure of noise-compensated radiometer which differs from known for presence the decorrelation filter, which located before square-law detector. Elements of Fisher's matrix are calculated and on their basis limiting errors of parameters estimations are received. Expression for potential fluctuating sensitivity of noise-compensated radiometer is deduced with use limiting errors of its inner noise estimation.

Key words: radiometric system, optimization, ultimate accuracy of estimations, potential fluctuating sensitivity.

Павліков Володимир Володимирович – канд. техн. наук, докторант кафедри проектування радіоелектронних систем летательних апаратів Національного аэрокосмічного університета ім. Н.Е. Жуковського «ХАИ», Харків, Україна, e-mail: pavlikov_kharkov@mail.ru.