

УДК 621.396.96.095.4:528.8.04-047.27

В.К. Волосюк, В.В. Павликов, С.С. Жила

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

ОПТИМАЛЬНОЕ ВОССТАНОВЛЕНИЕ РАДИОМЕТРИЧЕСКОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ В СКАНИРУЮЩЕМ РАДИОМЕТРЕ С НЕСТАБИЛЬНЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ УСИЛЕНИЯ ВХОДНОГО ТРАКТА

Решается задача синтеза алгоритма оптимального восстановления радиометрических изображений в сканирующих радиометрических устройствах с флуктуирующей передаточной характеристикой входного тракта. Обосновывается целесообразность использования в рассматриваемой постановке задачи входного канала с модуляцией полезного сигнала. Разрабатывается соответствующая структурная схема радиометра, определяется предельная погрешность оценивания и потенциальная флуктуационная чувствительность.

Ключевые слова: сканирующий модуляционный радиометр, оптимальный алгоритм, предельная погрешность оценивания, потенциальная флуктуационная чувствительность.

Введение

Радиометры – это радиоизмерительные системы, регистрирующие собственное радиотепловое излучение исследуемых объектов и оценивающие их энергетические или мощностные характеристики. Они используются в дистанционном зондировании, радиоастрономии, пассивной радиолокации и медицине.

Наиболее простой класс радиометрических устройств обзора и формирования радиометрических изображений (РМИ) – одноканальные радиометры компенсационного, модуляционного или др. типа с одиночными сканирующими антеннами.

Компенсационные радиометры просты в реализации и имеют высокую чувствительность. Из-за флуктуаций входных цепей оценки на выходе такого радиометра смещены. Поэтому эти устройства редко применяются при проведении измерений. Однако их характеристики (точность, чувствительность) используют в качестве эталона и сравнивают с ними характеристики новых радиометров.

В [1 – 4] решены задачи оптимизации обработки сигналов в радиометрических системах с нестабильной передаточной характеристикой входных цепей. При этом сканирование диаграммы направленности в этих работах не учитывалось.

Цель работы – статистический синтез алгоритмов оптимального восстановления РМИ в сканирующих радиометрических устройствах с флуктуирующей передаточной характеристикой входного тракта, определение предельной погрешности оценивания и потенциальной флуктуационной чувствительности.

Постановка оптимизационной задачи

Необходимо на фиксированном интервале времени наблюдения $(0, T)$ дать оценку радиояркости

$V(f_0, \vec{\vartheta})$ пространственно-протяженного объекта (РМИ) в присутствии внутренних шумов радиометра $n(t)$ со спектральной плотностью мощности (СПМ) N_{0n} , при условии, что додетекторная часть сканирующего радиометра флуктуирует во времени.

В постановке задачи неизвестными являются искомая функция $V(f_0, \vec{\vartheta})$, и нестационарная передаточная характеристика додетекторной части $K(j2\pi f, \xi)$. Соответственно решение найдем, используя два независимых уравнения наблюдения. В одноканальной системе получим эти уравнения модуляцией полезного сигнала до его входа в приемник. В качестве модулирующей функции выберем меандр $m(t)$, принимающий значения 0 и 1. При $m(t)=1$ в приемник поступает сигнал от антенны $\xi(t, \vec{\vartheta}_0(t))$ и смешивается с внутренними шумами $\eta(t)$. При $m(t)=0$ – входной тракт радиометра закрыт, а в приемник подается опорный сигнал $\xi_{RG}(t)$ с известной СПМ N_{0RG} . Незвестным здесь будет только нестабильная составляющая додетекторной части радиометра.

Уравнение наблюдения

Запишем уравнение наблюдения в виде

$$u(t, \vec{\vartheta}_0(t)) = m(t)s(t, \vec{\vartheta}_0(t)) + [1 - m(t)]s_{RG}(t) + n(t) + n_r(t), \quad (1)$$

где $s(t, \vec{\vartheta}_0(t))$, $s_{RG}(t)$ и $n(t)$ – процессы $\xi(t, \vec{\vartheta}_0(t))$, $\xi_{RG}(t)$ и $\eta(t)$ прошедшие линейную часть приемника (ЛЧП) с передаточной характеристикой $K(j2\pi f, \zeta)$, $n_r(t)$ – регуляризирующая добавка в виде белого гауссовского шума с нулевым средним и СПМ N_{0r} , исключая сингулярности в процессе решения интегральных уравнений,

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

модулирующая функция, T_m – период модуляции, $h(t, \zeta(t)) = h(t)[1 + \zeta(t)]$ – нестабильная во времени импульсная характеристика входного тракта радиометра, содержащая стабильную часть $h(t)$ и неизвестную составляющую $\zeta(t)$.

При решении задачи используем следующие допущения:

1) $s(t, \bar{\vartheta}_0)$, $s_{RG}(t)$, $n(t)$ и $n_r(t)$ – статистически независимые гауссовские случайные процессы с нулевым средним и СПМ

$$\begin{aligned} G_s(f, \bar{\vartheta}_0(t)) &= 0,5N_{0s}(f, \bar{\vartheta}_0(t)) |\dot{K}(j2\pi f, \zeta)|^2, \\ G_{RG}(f) &= 0,5N_{RG} |\dot{K}(j2\pi f, \zeta)|^2, \\ G_n(f) &= 0,5N_{0n} |\dot{K}(j2\pi f, \zeta)|^2, \\ G_r(f) &= 0,5N_{0r}; \end{aligned} \quad (2)$$

2) функция $\zeta(t)$ – это случайный процесс с нулевым математическим ожиданием, полученный пропусканием белого шума со СПМ $0,5N_{0\zeta}$ через формирующий фильтр первого порядка $|\dot{K}_\zeta(j2\pi f)|^2$;

3) истинное значение N_{RG} известно;

4) двусторонние спектральные плотности мощности соответствующих процессов и шумов $N_{0s}(f, \bar{\vartheta}_0(t))/2$, $N_{RG}/2$, $N_{0n}/2$ постоянны в полосе частот, принимаемых радиометром;

5) мощность регуляризирующей добавки на выходе радиометра существенно меньше мощности внутренних шумов радиометра $N_{0r} \ll N_{0n}$.

СПМ $N_{0s}(f, \bar{\vartheta}_0(t))$ и спектральная яркость $B(f, \bar{\vartheta})$ источника связаны следующими соотношениями

$$N_{0s}(f, \bar{\vartheta}_0(t)) = c^2 f^{-2} B_F(f, \bar{\vartheta}_0(t)), \quad (3)$$

$$\begin{aligned} B_F(f, \bar{\vartheta}_0(t)) &= \\ &= \int_{\Theta} k_p \eta_A |\dot{F}_N(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0(t))|^2 B(f, \bar{\vartheta}) d\bar{\vartheta}, \end{aligned} \quad (4)$$

где k_p – множитель, характеризующий поляризационные характеристики антенны, η_A – коэффициент полезного действия антенны, $|\dot{F}_N(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0(t))|^2$ – диаграмма направленности нормированная к единичному объему.

Определим статистические характеристики уравнения наблюдения. Корреляционная функция наблюдения (1) равна

$$\begin{aligned} R_u(t_1, t_2) &= \langle u(t_1) u(t_2) \rangle \approx \\ &\approx 0,5m^2(t_1) c^2 f_0^{-2} B_F(f_0, \bar{\vartheta}_0(t_1)) \times \\ &\times \{1 + R_\zeta(t_1 - t_2)\} R_h(t_1 - t_2) + \\ &+ 0,5N_{RG} \{1 + R_\zeta(t_1 - t_2)\} [1 - m(t_1)]^2 R_h(t_1 - t_2) + \\ &+ 0,5N_{0n} \{1 + R_\zeta(t_1 - t_2)\} R_h(t_1 - t_2) + \\ &+ 0,5N_{0r} \delta(t_1 - t_2). \end{aligned} \quad (5)$$

При выводе (5) использованы следующие обозначения и допущения:

$$R_h(t_1 - t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t_1 - \tau) h(t_2 - \tau) d\tau \quad (6)$$

корреляционная функция импульсной характеристики стабильной составляющей додетекторной части радиометра; спектральная яркость постоянна в пределах исследуемой полосы частот и характеризуется средним значением на резонансной частоте

$$B(f, \bar{\vartheta}) = B(f_0, \bar{\vartheta}),$$

а антенна частотно-независимая

$$\dot{F}_N(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0(t_1)) = \dot{F}_N(\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0(t_1));$$

радиометр является сверхширокополосным и в пределах узкой импульсной характеристики $h(t)$ функции $m^2(t_1)$ и $[1 + \zeta(\tau)]^2$ практически постоянны.

Мгновенный энергетический спектр в соответствии с обобщенной теоремой Хинчина-Виннера [4] равен

$$\begin{aligned} G(f, t_1, \bar{\lambda}) &= F[R_u(t_1, t_1 - \tau, \bar{\lambda})] = \\ &= \frac{1}{2} \left\{ \left[\frac{c^2}{f_0^2} B_F(f_0, \bar{\vartheta}_0(t_1)) m^2(t_1) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + N_{RG} [1 - m(t_1)]^2 \right] + N_{0n} \right\} \times \\ &\times \left\{ |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f_1)|^2 |\dot{K}_\zeta(j2\pi(f - f_1))|^2 df_1 \right\} + \\ &\quad + \frac{N_{0n2}}{2} |\dot{K}_2(j2\pi f)|^2, \end{aligned} \quad (7)$$

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

Решение оптимизационной задачи

Решение оптимизационной задачи получим методом максимального правдоподобия. Для этого решим систему уравнений

$$\begin{cases} \frac{\partial \ln p[u(t, \bar{\vartheta}_0(t)) | \bar{\lambda}]}{\partial B(f_0, \bar{\vartheta})} \Big|_{\hat{B}(\bar{\vartheta}) = B_{opt}(\bar{\vartheta})} = 0; \\ \frac{\partial \ln p[u(t, \bar{\vartheta}_0(t)) | \bar{\lambda}]}{\partial N_{RG}} \Big|_{\hat{N}_{RG} = N_{RGopt}} = 0, \end{cases} \quad (8)$$

где

$$p[u(t, \bar{\vartheta}_0(t)) | \bar{\lambda}] = k(\bar{\lambda}) \exp \left\{ -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T u(t_1, \bar{\vartheta}_0(t_1)) \times \right. \\ \left. \times W_u(t_1, t_2, \bar{\lambda}) u(t_2, \bar{\vartheta}_0(t_2)) dt_1 dt_2 \right\} \quad (9)$$

функционал правдоподобия стохастического гауссовского процесса, $W_u(t_1, t_2, \bar{\lambda})$ – функция, обратная корреляционной функции, которая находится из интегрального уравнения обращения [5]

$$\int_0^T R_u(t_1, t_2, \bar{\lambda}) W_u(t_2, t_3, \bar{\lambda}) dt_2 = \delta(t_1 - t_3), \quad (10)$$

$k(\bar{\lambda})$ – параметр, зависящий от $\bar{\lambda}$, $\frac{\delta}{\delta B(f_0, \bar{\vartheta})}$ и $\frac{\partial}{\partial N_{RG}}$ – операторы вариационной и частной производной.

Вычислив производные и подставив результаты в выражение (8) получим систему

$$\text{где} \quad \Psi_m(f_0, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}) = \int_0^T \frac{c^4}{f_0^4} \eta_A |\dot{F}_N(\bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0(t_1))|^2 \times |\dot{F}_N(\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0(t_1))|^2 m^4(t_1) dt_1, \quad (12)$$

ширина полосы входного тракта после декоррелирующего фильтра

$$2\Delta F(N_{RG}) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\{|\dot{K}(j2\pi f)|^2 + \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f_1)|^2 |\dot{K}_\zeta(j2\pi(f-f_1))|^2 df_1\}^2}{G^2(f, N_{RG})} df, \quad (13)$$

ширина полосы декоррелирующего фильтра

$$2\Delta f(N_{RG}) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{K}(j2\pi f)|^2 + \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f_1)|^2 |\dot{K}_\zeta(j2\pi(f-f_1))|^2 df_1}{G^2(f, N_{RG})} df, \quad (14)$$

квадрат модуля частотной характеристики декоррелирующего фильтра

$$|\dot{K}_W(j2\pi f, N_{RG})|^2 = \frac{|\dot{K}(j2\pi f)|^2 + \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f_1)|^2 |\dot{K}_\zeta(j2\pi(f-f_1))|^2 df_1}{G^2(f, N_{RG})}. \quad (15)$$

При выводе уравнений (13) – (15) предполагалось, что характеристика декоррелирующего фильтра зависит от средних значений оцениваемых параметров. Эти значения оценивают на этапе калибровки системы. СПМ опорного сигнала подбирается близкой к радиояркости исследуемого объекта

$$B_F(f_0, \bar{\vartheta}_0(t_1)) \approx N_{RG}.$$

Согласно допущения 5) СПМ регуляризующей добавки исключим из рассмотрения.

Разделив первое уравнение системы (11) на второе, получим

$$\hat{B}_{\Psi_m}(f_0, \bar{\vartheta}) = \int_{\Theta} B(f_0, \bar{\vartheta}) \Psi_m(f_0, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}) d\bar{\vartheta} = \\ = \frac{T}{2} (N_{RG} + N_{0n}) \times$$

$$\left\{ \begin{aligned} & \Delta F(N_{RG}) \int_{\Theta} B(f_0, \bar{\vartheta}) \Psi_m(f_0, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}) d\bar{\vartheta} + \Delta F(N_{RG}) \times \\ & \times N_{0n} \int_0^T \frac{c^2}{f_0^2} \eta_A |\dot{F}_N(\bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0(t_1))|^2 m^2(t_1) dt_1 = \\ & = \int_0^T \int_{-\infty}^{\infty} \frac{c^2}{f_0^2} \eta_A |\dot{F}_N(\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0(t_1))|^2 m^2(t_1) \times \\ & \quad \times u(t_1, \bar{\vartheta}_0(t_1)) u(t_1 - \tau, \bar{\vartheta}_0(t_1 - \tau)) \times \\ & \quad \times |\dot{K}_W(j2\pi f, N_{RG})|^2 \exp\{j2\pi f\tau\} df d\tau dt_1; \quad (11) \\ & N_{RG} \Delta F(N_{RG}) \int_0^T [1 - m(t_1)]^4 dt_1 + \\ & + N_{0n} \Delta F(N_{RG}) \int_0^T [1 - m(t_1)]^2 dt_1 = \\ & = \int_0^T \int_{-\infty}^{\infty} [1 - m(t_1)]^2 |\dot{K}_W(j2\pi f, N_{RG})|^2 \times \\ & \quad \times u(t_1, \bar{\vartheta}_0(t_1)) u(t_1 - \tau, \bar{\vartheta}_0(t_1 - \tau)) \exp\{j2\pi f\tau\} df d\tau dt_1, \end{aligned} \right.$$

уравнение не содержащее составляющей $\Delta F(N_{RG})$, где интеграл содержащий только модулирующую функцию равен половине времени наблюдения

$$\int_0^T [1 - m(t_1)]^4 dt_1 = T/2,$$

$u_{WFm([1-m])}(t, \bar{\vartheta}) = F^{-1}[\dot{U}_{WFm([1-m])}(j2\pi f, \bar{\vartheta})]$ – декоррелированное наблюдение, синхронно умножен-

ное на модулирующую функцию и модуль диаграммы направленности (здесь $F^{-1}[\cdot]$ – оператор обратного преобразования Фурье), " $\hat{\cdot}$ " – оценка. Особенность алгоритма (16) – отсутствие нестабильной составляющей $\zeta(t)$, которая входила в (11) в множитель $\Delta F(N_{RG})$.

Синтезированный алгоритм (16) содержит следующие операции:

1) модуляция и умножение наблюдения на функцию, совпадающую с нормированной диаграммой направленности антенны $\dot{F}_N(\bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0(t_1))$ (формируется $u_{Fm}(t, \bar{\vartheta})$);

2) декорреляция с последующим квадратичным детектированием ($u_{WFm}^2(t, \bar{\vartheta})$);

3) деления интенсивностей входного и опорного сигналов, измеренных на соседних полупериодах ($\int_0^T u_{WFm}^2(t, \bar{\vartheta}) dt / \int_0^T u_{W[1-m]}^2(t) dt$);

4) усиления с коэффициентом $(N_{RG} + N_{0n})$;

5) компенсации СПМ внутренних шумов радиометра.

Физически РМИ, полученное согласно (16), – это оценка радиояркости исследуемого объекта, сглаженная функцией неопределенности радиометра (12).

Предположив существование функции $\Psi_m^{-1}(f_0, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta})$, обратной функции $\Psi_m(f_0, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta})$ удовлетворяющая интегральному уравнению обращения

$$\int_{\Theta} \Psi_m(f_0, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}) \Psi_m^{-1}(f_0, \bar{\vartheta}'' - \bar{\vartheta}) d\bar{\vartheta} = \delta(\bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}''), \quad (17)$$

восстановим $B(f_0, \bar{\vartheta})$ в виде

$$\hat{B}(f_0, \bar{\vartheta}) = \frac{T}{2} (N_{RG} + N_{0n}) \int_{\Theta} \Psi_m^{-1}(f_0, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}) \times \int_0^T u_{WFm}^2(t, \bar{\vartheta}) dt \times \frac{0}{T} \frac{d\bar{\vartheta} - N_{0n} \int_{\Theta} \Psi_m^{-1}(f_0, \bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}) \times \int_0^T u_{W[1-m]}^2(t) dt}{\int_0^T u_{W[1-m]}^2(t) dt} \times \int_0^T \frac{c^2}{f_0^2} \eta_A |\dot{F}_N(\bar{\vartheta}' - \bar{\vartheta}_0(t_1))|^2 m(t_1) dt_1 d\bar{\vartheta}.$$

На рис. 1 показана структурная схема, реализующая алгоритм (18).

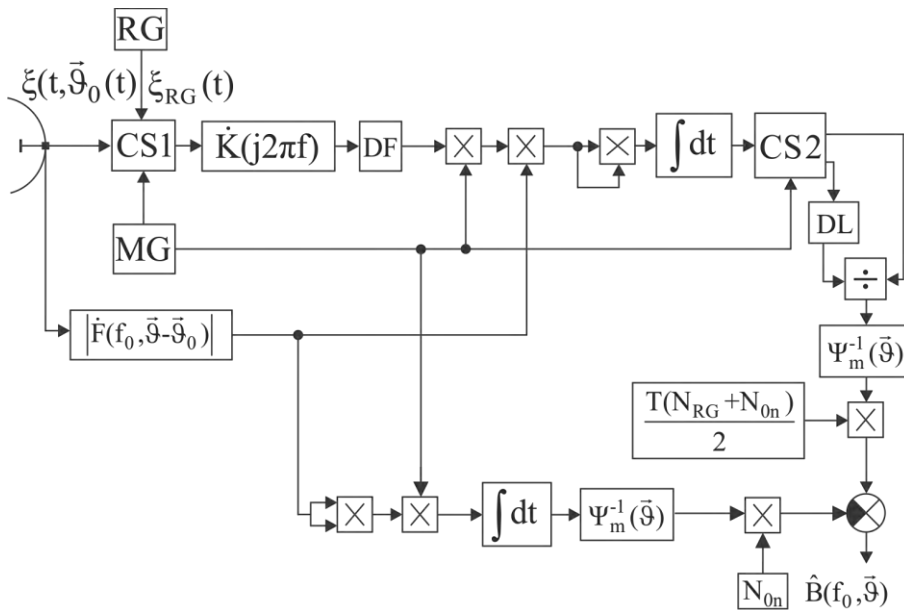


Рис. 1. Схема соответствующая оптимальному алгоритму (18)

Схема работает следующим образом. Сигнал с выхода антенны $\xi(t, \bar{\vartheta}_0(t))$ поступает на первый переключатель CS1, управляемый сигналом с генератора модулирующих импульсов MG. Половину периода ($m(t)=1$) на вход приемника поступает полезный сигнал, а в другую половину периода ($m(t)=0$) – сигнал с выхода генератора RG. Далее сигнал поступает на декоррелирующие фильтры и синхронно умножается на модулирующую функцию

и функцию, повторяющую вид диаграммы направленности антенны. Затем следует квадратичное детектирование, и блоки (CS2 – переключатель, DL – линия задержки, ÷ – делитель) реализующие операцию деления интенсивностей сигналов на смежных полупериодах. Полученное отношение проходит блок с импульсной характеристикой $\Psi_m^{-1}(f_0, \bar{\vartheta})$ и поступает на умножитель, на второй вход которого подан сигнал пропорциональный времени

наблюдения и суммы СПМ опорного источника и внутренних шумов. Из полученной оценки компенсируются внутренние шумы приемника, вычисленные согласно второй составляющей в правой части алгоритма (18). На выходе радиометра получаем оценку радиояркости исследуемого объекта.

Предельная погрешность оценивания РМИ

Предельную погрешность оценивания получим обращением информационной матрицы Фишера, элементы которой определяются выражением

$$\Phi_{\mu\nu} = - \left\langle \frac{\delta^2 \ln P[u(t, \bar{\theta}_0(t)) | \bar{\lambda}]}{\delta \lambda_\mu \delta \lambda_\nu} \right\rangle_{\hat{\lambda} = \bar{\lambda}}. \quad (19)$$

Дважды дифференцируя функционал правдоподобия (9) по радиояркости как функции угловых координат и обращая полученное выражение, получим

$$\sigma_{B_F}^2 = 4B_F^2(f_0, \bar{\theta}_0(t_1)) \times \frac{\left\{ 1 + N_{0n} / \left(2(c^2/f_0^2) B_F(f_0, \bar{\theta}_0(t_1)) m^2(t_1) \right) \right\}^2}{\Delta F(N_{RG}) T V_{scan}}, \quad (20)$$

где V_{scan} – скорость сканирования.

Флуктуационная чувствительность радиометра

Воспользовавшись обобщенным определением потенциальной флуктуационной чувствительности [2], найдем

$$\Delta B_F = 2\sqrt{2} B_F(f_0, \bar{\theta}_0(t_1)) \times \frac{\left\{ 1 + N_{0n} / \left(2(c^2/f_0^2) B_F(f_0, \bar{\theta}_0(t_1)) m^2(t_1) \right) \right\}}{\sqrt{\Delta F(N_{RG}) T V_{scan}}}. \quad (21)$$

Из анализа (21) следует, что чувствительность зависит от соотношения сигнал/шум, полосы частот

входного тракта радиометра, времени наблюдения и скорости сканирования.

Выводы

В работе синтезирован алгоритм оптимального восстановления РМИ в сканирующих радиометрических устройствах с флуктуирующей передаточной характеристикой входного тракта. На основе оптимальных операций разработана структурная схема радиометра. Определены предельные погрешности оценивания и потенциальная флуктуационная чувствительность радиометра, которые зависят от соотношения сигнал/шум, полосы частот входного тракта радиометра, времени наблюдения и скорости сканирования.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (Грант №12-02-90425) и НАН Украины 2012.

Список литературы

1. Волосяк, В.К. Статистический синтез радиометрических систем модуляционного типа [Текст] / В.К. Волосяк, В.Ф. Кравченко, В.В. Павликов, академик В.И. Пустовойт // Докл. АН РАН. – 2013. – Т. 448, №3. – С. 289-292.
2. Волосяк, В.К. Статистический синтез одноантенных радиометрических приемников модуляционного типа [Текст] / В.К. Волосяк, В.В. Павликов // Прикладная радиоэлектроника. – 2011. – Т. 10, №3. С. 285–294.
3. Левин, Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1 [Текст] / Б.Р. Левин. – М.: Сов. Радио, 1966. – 752 с.
4. Волосяк, В.К. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации [Текст] / В.К. Волосяк, В.Ф. Кравченко. – М.: Физматлит, 2008. – 704 с.

Поступила в редколлегию 16.01.2013

Рецензент: д-р техн. наук проф. А.А. Зеленский, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков.

ОПТИМАЛЬНЕ ВІДТВОРЕННЯ РАДІОМЕТРИЧНИХ ЗОБРАЖЕНЬ У СКАНУЮЧОМУ РАДІОМЕТРІ З НЕСТАБІЛЬНИМ КОЕФІЦІЄНТОМ ПІДСИЛЕННЯ ВХІДНОГО ТРАКТУ

В.К. Волосяк, В.В. Павликов, С.С. Жила

Вирішується задача синтезу алгоритму оптимального відтворення радіометричних зображень (РМЗ) у скануючих радіометричних пристроях з флуктуючою передаточною характеристикою вхідного тракту. Обґрунтовується доцільність використання у розглядуваній постановці задачі вхідного каналу з модуляцією корисного сигналу. Розроблюється відповідна структурна схема радіометра, визначається гранична похибка оцінювання та потенційна флуктуаційна чутливість.

Ключові слова: скануючий модуляційний радіометр, оптимальний алгоритм, гранична похибка оцінювання, потенційна флуктуаційна чутливість.

OPTIMAL RESTORATION OF THE RADIOMETRIC IMAGE IN SCANNING RADIOMETER WITH UNSTABLE GAIN COEFFICIENT OF THE PREDETECTION SECTION

В.К. Волосяк, В.В. Павликов, С.С. Жила

The problem of synthesis algorithm for optimal restoration of radiometric images in scanning radiometric devices with fluctuating transfer characteristic of the predetection section is solved. Reasonability of using entrance path with modulation of useful signal in a considered problem is justified. The corresponding block diagram of the radiometer is developed, the limit error of estimation and potential fluctuation sensitivity is defined.

Keywords: the scanning modulation radiometer, optimum algorithm, limit error of estimation, potential fluctuation sensitivity.