

ОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СВЧ РАДИОМЕТРЕ С НЕСТАБИЛЬНЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ УСИЛЕНИЯ ПРИЕМНИКА

Введение

Радиометрические устройства и системы используют в задачах радиоастрономии, дистанционного зондирования, метеорологии и медицины. Их основное назначение – прием и анализ собственного радиотеплового излучения нагретых объектов. Обычно параметрами, подлежащими оцениванию, являются радиояркость или радиояркостная температура. Для их оценки применяют СВЧ радиометры – высокочувствительные приемники радиотеплового излучения объектов исследования. Простейшая структурная схема радиометра – компенсационная, которая характеризуется простотой реализации и высокой чувствительностью. Большинство известных схемных решений [1, 2] получены эвристическим путем и обобщением инженерного опыта. В настоящее время получены теоретические результаты по оптимизации как узкополосных [3, 4], так и широкополосных компенсационных радиометров [5 – 8]. В частности, использование последних является дальнейшим направлением развития микроволновой радиометрии. С увеличением ширины полосы пропускания улучшается флуктуационная чувствительность радиометров, но при этом возникает иной мешающий фактор – нестабильность коэффициента усиления входного тракта.

В работах [9, 10] выполнен практический анализ спектральной плотности мощности (СПМ) флуктуаций коэффициента усиления линейной части приемника (ЛЧП). Результаты данных исследований были использованы для определения частоты и времени калибровки аппаратуры, а также флуктуационной чувствительности радиометра. В данной работе предложено ввести информацию о статистических характеристиках флуктуаций коэффициента усиления в алгоритм обработки принятого излучения. В результате использования дополнительных априорных сведений повысится точность оценок искомых параметров.

Постановка задачи

По принятому наблюдению на интервале времени $(0, T)$ необходимо дать оптимальную оценку радиояркости $B(f_0, \bar{\Theta}_0)$ исследуемого источника радиотеплового излучения, при условии, что коэффициент усиления приемника флуктуирует во времени по случайному закону.

Уравнение наблюдения и его статистические характеристики

Антенна регистрирует электромагнитные колебания собственного излучения исследуемого объекта из направления $\bar{\Theta}_0$ и передает во входной тракт сигнал $\xi(t, \bar{\Theta}_0)$. Данный сигнал проходит додетекторную часть радиометра с заданной частотной характеристикой $\dot{K}(j2\pi f, t)$, где смешивается с внутренними шумами аппаратуры $\eta(t)$.

Уравнение наблюдения можно представить в виде

$$u(t, \bar{\Theta}_0) = s(t, \bar{\Theta}_0) + n(t) + n_r(t), \quad (1)$$

где $s(t, \bar{\Theta}_0)$ и $n(t)$ – сигнал $\xi(t, \bar{\Theta}_0)$ и шум $\eta(t)$, прошедшие ЛЧП, а $n_r(t)$ – регуляризирующий шум. Сигнал $s(t, \bar{\Theta}_0)$ и шум $n(t)$ – гауссовские случайные процессы с нулевым средним, ограниченные по частоте нестабильным во времени коэффициентом передачи ЛЧП:

$$\dot{K}(j2\pi f, t) = \dot{K}_H(j2\pi f)[K_0 + \Delta K(t)] = K_0 \dot{K}_H(j2\pi f)[1 + \Delta K(t)/K_0] = K_0 \dot{K}_H(j2\pi f)[1 + \zeta(t)], \quad (2)$$

где $\dot{K}_H(j2\pi f)$ – нормированная частотная характеристика додетекторной части радиометра, K_0 – коэффициент усиления приемника и $\Delta K(t)$ – нестабильность коэффициента усиления.

Для решения поставленной оптимизационной задачи необходимо найти обратную корреляционную функцию уравнению наблюдения. Для исключения сингулярности в процессе ее поиска в уравнение (1) в качестве регуляризации введена шумовая добавка малой мощности $n_r(t)$. Предполагается, что СПМ регуляризирующей добавки значительно меньше СПМ внутреннего шума радиометра $N_{0r} \ll N_{0n}$ и радиояркости исследуемого источника $N_{0r} \ll B(f_0, \bar{\Theta}_0)$.

Структурная схема входного тракта радиометра, соответствующая уравнению (1) показана на рис. 1.

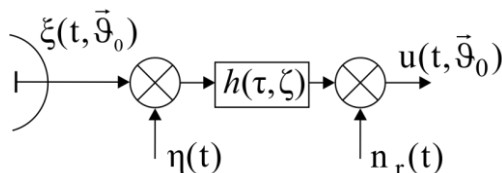


Рис.1. Схема, соответствующая уравнению наблюдения

Сигнал $s(t, \bar{\Theta}_0)$, внутренний шум $n(t)$ и регуляризирующий шум $n_r(t)$ – взаимно некоррелированные процессы ($\langle s(t, \bar{\Theta}_0)n(t) \rangle = 0$, $\langle s(t, \bar{\Theta}_0)n_r(t) \rangle = 0$, $\langle n(t)n_r(t) \rangle = 0$) с нулевым средним ($\langle s(t, \bar{\Theta}_0) \rangle = 0$, $\langle n(t) \rangle = 0$, $\langle n_r(t) \rangle = 0$) и автокорреляционными функциями

$$R_s(t_1, t_2, \lambda(\bar{\Theta}_0)) = \langle s(t_1, \bar{\Theta}_0)s(t_2, \bar{\Theta}_0) \rangle = 0,5K_0^2[1 + R_\zeta(\tau)]B(f_0, \bar{\Theta}_0)R_h(\tau), \quad (3)$$

$$R_n(t_1, t_2) = \langle n(t_1)n(t_2) \rangle = 0,5K_0^2[1 + R_\zeta(\tau)]N_0R_h(\tau), \quad (4)$$

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

где $\tau = t_1 - t_2$,

$$R_h(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 e^{j2\pi f \tau} df = \int_{-\infty}^{\infty} h_H(t)h_H(t + \tau)dt \quad (6)$$

– автокорреляционная функция импульсной характеристики ЛЧП,

$$R_\zeta(\tau) = \langle \zeta(t_1)\zeta(t_2) \rangle = F^{-1}[G_\zeta(f)]$$

– корреляционная функция нестабильностей коэффициента усиления, связанная с их энергетическим спектром обратным преобразованием Фурье $F^{-1}[\cdot]$, $\delta(\tau)$ – дельта функция, N_0 – СПМ внутреннего шума приемника, N_{0r} – СПМ регуляризирующей добавки, $\langle \cdot \rangle$ – знак статистического усреднения.

С учетом введенных статистических характеристик составляющих уравнения наблюдения, корреляционная функция $u(t, \bar{\Theta}_0(t))$ имеет вид

$$R_u(t_1 - t_2, \lambda) = 0,5K_0^2[1 + R_\zeta(\tau)][B(f_0, \bar{\Theta}_0) + N_0]R_h(\tau) + 0,5N_{0r}\delta(\tau). \quad (7)$$

При выводе выражений (3), (4), (5) и (7) предполагалось что $\langle \zeta(t) \rangle = 0$.

Используя теорему Хинчена-Винера, найдем спектральную плотность мощности в виде

$$\begin{aligned} G_u(j2\pi f, \lambda) &= F\{R_u(t_1 - t_2, \lambda)\} = \\ &= 0,5K_0^2[B(f_0, \bar{\Theta}_0) + N_0][|\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 + G_\zeta(f) \otimes |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2] + 0,5N_{0r}, \end{aligned} \quad (8)$$

где \otimes – оператор свертки.

Решение оптимизационной задачи

Решение оптимизационной задачи получим методом максимума функционала правдоподобия. Найдем алгоритм оптимальной обработки радиометрических сигналов из решения уравнения

$$\left. \frac{d \ln p[u(t, \bar{\Theta}_0) | \lambda]}{d\lambda} \right|_{\hat{\lambda} = \lambda_{true}} = 0, \quad (9)$$

где $\lambda = B(f_0, \bar{\Theta}_0)$ – искомый параметр, $\hat{\lambda}$ и λ_{true} – оценочное и оптимальное значения параметра,

$$p[u(t, \bar{\Theta}_0) | \lambda] = k(\lambda) \exp \left\{ -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T u(t_1, \bar{\Theta}_0) W_u(t_1, t_2, \lambda) u(t_2, \bar{\Theta}_0) dt_1 dt_2 \right\} \quad (10)$$

– условная плотность вероятности принятия наблюдения $u(t, \bar{\Theta}_0)$ при фиксированном параметре λ (функционал правдоподобия), $W_u(t_1, t_2, \lambda)$ – функция, обратная корреляционной функции $R_u(t_1, t_2, \lambda)$, которая находится из интегрального уравнения обращения

$$\int_0^T R_u(t_1, t_2, \lambda) W_u(t_2, t_3, \lambda) dt_2 = \delta(t_1 - t_3), \quad (11)$$

$k(\lambda)$ – коэффициент, зависящий от λ , $d/d\lambda$ – знак производной по искомому параметру.

Подставив выражение (10) в (9) и вычислив производную, получим уравнение правдоподобия [3]

$$\begin{aligned} \frac{d}{d\lambda} \ln p[u(t, \bar{\Theta}_0) | \lambda] = & -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \frac{dR_u(t_1 - t_2, \lambda)}{d\lambda} W_u(t_1 - t_2, \lambda) dt_1 dt_2 - \\ & -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \frac{dW_u(t_1 - t_2, \lambda)}{d\lambda} u(t_1, \bar{\Theta}_0) u(t_2, \bar{\Theta}_0) dt_1 dt_2. \end{aligned} \quad (12)$$

Перепишем это уравнение в спектральной области

$$-\frac{1}{2} T \int_{-\infty}^{\infty} \left[\frac{\partial}{\partial \lambda} G_u(j2\pi f, \hat{\lambda}) \right] G_W(j2\pi f, \hat{\lambda}) df - \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial}{\partial \lambda} G_W(j2\pi f, \hat{\lambda}) |\dot{U}_T(j2\pi f, \bar{\Theta}_0)|^2 df = 0, \quad (13)$$

$$\text{где } G_W(j2\pi f, \hat{\lambda}) = \frac{1}{G_u(j2\pi f, \hat{\lambda})},$$

$$|\dot{U}_T(j2\pi f, \bar{\Theta}_0)|^2 = \left| \int_0^T u(t, \bar{\Theta}_0) e^{-j2\pi f t} dt \right|^2 \quad (14)$$

– периодограмма Фурье уравнения наблюдения, $u_T(t)$ – функция $u(t)$, усеченная интервалом времени наблюдения $(0, T)$.

Параметр, подлежащий оцениванию, – радиояркость $\lambda = B(f_0, \bar{\Theta}_0)$. Продифференцируем выражение $G_u(j2\pi f, \hat{\lambda})$ по параметру λ :

$$d/d\lambda [G_u(j2\pi f, \hat{\lambda})] = 0,5 K_0^2 [|\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 + G_\zeta(f) \otimes |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2]. \quad (15)$$

Подставляя выражение (15) в (13) получим

$$\begin{aligned} & \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 + G_\zeta(f) \otimes |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2}{G_u(j2\pi f, \hat{\lambda})} df = \\ & = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 + G_\zeta(f) \otimes |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2}{G_u^2(j2\pi f, \hat{\lambda})} |\dot{U}_T(j2\pi f, \bar{\Theta}_0)|^2 df. \end{aligned} \quad (16)$$

Умножая числитель и знаменатель в левой части (16) на величину $G_u(j2\pi f, \hat{\lambda})$ и учитывая, что $N_{0r} \ll N_{0n}$ и $N_{0r} \ll B(f_0, \bar{\vartheta}_0)$, получаем оптимальный алгоритм обработки сигналов в компенсационном радиометре с нестабильным коэффициентом усиления приемника:

$$\begin{aligned} \hat{B}(f_0, \bar{\vartheta}_0) &= [K_0^2 T \Delta F_\zeta(\hat{\lambda})]^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}_T(j2\pi f, \bar{\vartheta}_0)|^2 |\dot{K}_W(j2\pi f, \hat{\lambda})|^2 df - N_0 = \\ &= [K_0^2 T \Delta F_\zeta(\hat{\lambda})]^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}_{TW}(j2\pi f, \bar{\vartheta}_0)|^2 df - N_0, \end{aligned} \quad (17)$$

где $\dot{U}_{TW}(j2\pi f, \bar{\vartheta}_0)$ – декоррелированный спектр уравнения наблюдения,

$$|\dot{K}_W(j2\pi f, \hat{\lambda})|^2 = \frac{\left(|\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 + G_\zeta(f) \otimes |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 \right)}{\left[\left(|\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 + G_\zeta(f) \otimes |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 \right) + \alpha(\hat{\lambda}) \right]^2} \quad (18)$$

– квадрат АЧХ декоррелирующего фильтра, $\alpha(\hat{\lambda}) = \frac{N_{0r}}{K_0^2 (\hat{B}_F(f_0, \bar{\vartheta}_0) + N_0)}$ – коэффициент

определяющий степень декорреляции уравнения наблюдения,

$$2\Delta F_\zeta(\hat{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\left(|\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 + G_\zeta(f) \otimes |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 \right)^2}{\left[\left(|\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 + G_\zeta(f) \otimes |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 \right) + \alpha(\hat{\lambda}) \right]^2} df$$

– ширина полосы пропускания синтезированного радиометра с учетом влияния энергетического спектра $G_\zeta(f)$.

Синтезированный алгоритм оптимальной оценки радиояркости (17) достаточно сложно реализовать на практике, так как он является адаптивным по отношению к оцениваемому параметру. Целесообразно перейти к квазиоптимальному алгоритму. Для этого введем допущение, которое может иметь место на практике. Пусть АЧХ декоррелирующего фильтра и коэффициент $\Delta F_\zeta(\hat{\lambda})$ фиксированы и зависят от некоторой средней оценки $\hat{B}(f_0, \bar{\vartheta}_0)$. Квазиоптимальный алгоритм формально не изменит свой вид

$$\hat{B}(f_0, \bar{\vartheta}_0) = [K_0^2 T \Delta F_\zeta(\hat{\lambda})]^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}_T(j2\pi f, \bar{\vartheta}_0) \dot{K}_W(j2\pi f)|^2 df - N_0. \quad (19)$$

Реализация на практике декоррелирующего фильтра не всегда целесообразна. Если предположить, что полученный алгоритм не содержит декоррелирующего фильтра, то получим радиометр подобный компенсационному:

$$\hat{B}(f_0, \bar{\vartheta}_0) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}_T(j2\pi f, \bar{\vartheta}_0)|^2 df}{K_0^2 T \left(\Delta F + \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} G_\zeta(f) \otimes |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 df \right)} - N_0, \quad (20)$$

отличающийся лишь коэффициентом $\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} G_\zeta(f) \otimes |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 df$. Данный коэффициент учитывает влияние нестабильности додетекторной части радиометра. В выражении (20)

$\Delta F = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_H(j2\pi f)|^2 df$ – полоса пропускания радиометра.

В работах [9, 10] показано, что энергетический спектр $G_\zeta(f)$ быстро уменьшается с ростом частоты и, следовательно, АЧХ додетекторной части радиометра можно считать постоянной в его пределах. Алгоритм (20) примет вид

$$\hat{B}(f_0, \bar{\vartheta}_0) = [K_0^2 T \Delta F (1 + \sigma_\zeta^2)]^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}_T(j2\pi f, \bar{\vartheta}_0)|^2 df - N_0, \quad (21)$$

где $\sigma_\zeta^2 = \int_{-\infty}^{\infty} G_\zeta(f_1) df_1$ – дисперсия флуктуаций коэффициента усиления.

Синтез структурных схем

На рис. 3 представлена структурная схема радиометра, реализующая оптимальные операции алгоритма (21).

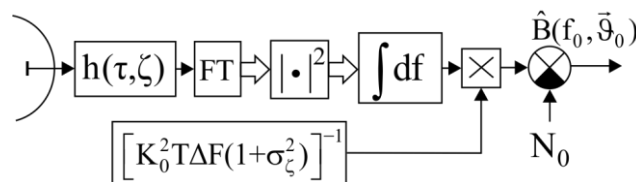


Рис. 2. Структурная схема оптимального алгоритма обработки сигналов в радиометре с нестабильным коэффициентом усиления в частотной области

Схема на рис. 2 работает следующим образом. На вход антенны из направления $\bar{\vartheta}_0$ поступает сигнал $\xi(t, \bar{\vartheta}_0)$ и проходит додетекторную часть приемника, которая характеризуется нестабильной импульсной характеристикой $h(\tau, \zeta)$. Одной из оптимальных операций является формирование периодограммы Фурье уравнения наблюдения, для чего сигналы с выхода ЛЧП последовательно проходят блок преобразования Фурье (FT) и квадрат модуля. Усредненная периодограмма в интеграторе умножается на нормировочный коэффициент $[K_0^2 T \Delta F (1 + \sigma_\zeta^2)]^{-1}$, исключаяющий смещение оценки из-за нестабильности коэффициента усиления приемника. Для получения оценки $\hat{B}(f_0, \bar{\vartheta}_0)$ на выходе радиометра компенсируется СПМ внутренних шумов радиометра.

Формирование спектра уравнения наблюдения до квадратичного детектора связано со значительными материальными затратами на преобразование сигнала в цифровой вид. Целесообразно представить полученный алгоритм во временной области. Воспользовавшись теоремой Парсеваля – Лапласа, перепишем усредненную периодограмму в правой части выражения (21)

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}_T(j2\pi f, \bar{\vartheta}_0)|^2 df = \int_0^T u^2(t, \bar{\vartheta}_0) dt, \quad (22)$$

где

$$u(t, \bar{\vartheta}_0) = F^{-1}[\dot{U}_T(j2\pi f, \bar{\vartheta}_0)],$$

$F^{-1}[\cdot]$ – оператор обратного преобразования Фурье.

Подставляя (22) в (21), получим оптимальный алгоритм во временной области

$$\hat{B}(f_0, \bar{\vartheta}_0) = [K_0^2 T \Delta F (1 + \sigma_\zeta^2)]^{-1} \int_0^T u^2(t, \bar{\vartheta}_0) dt - N_0. \quad (23)$$

Схема, реализующая алгоритм (23), показана на рис. 3.

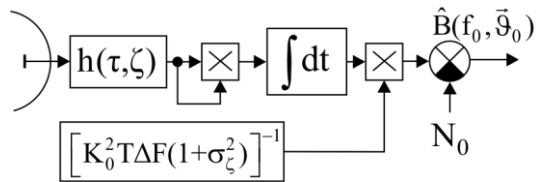


Рис. 3. Структурная схема оптимального алгоритма обработки сигналов в радиометре с нестабильным коэффициентом усиления во временной области

Работа схемы на рис. 3 во многом подобна работе схемы, реализующей алгоритм в частотной области (21). Сигнал со входа антенны последовательно поступает в ЛЧП с нестабильным коэффициентом усиления во времени, квадратичный детектор, интегратор и усилитель с коэффициентом усиления $[K_0^2 T \Delta F (1 + \sigma_\zeta^2)]^{-1}$. На выходе усилителя компенсируется СПМ внутренних шумов радиометра N_0 .

Предельные погрешности оценок радиояркости

Предельную погрешность оценивания получим обращением информационной матрицы Фишера, элементы которой имеют вид

$$\Phi_{\mu\nu} = - \left\langle \frac{\partial^2 \ln P[u(t, \bar{\theta}_0) | \bar{\lambda}]}{\partial \lambda_\mu \partial \lambda_\nu} \right\rangle \Bigg|_{\hat{\lambda} = \bar{\lambda}_{true}} \quad (24)$$

Продифференцируем по искомым параметрам выражение (11), вычислим среднее

$$\Phi_{\mu\nu} = - \frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \frac{\partial R_u(t_1, t_2, \lambda)}{\partial \lambda_\mu} \frac{\partial W_u(t_1, t_2, \lambda)}{\partial \lambda_\nu} dt_1 dt_2 \quad (25)$$

и перейдем в частотную область

$$\Phi_{\mu\nu} = - \frac{T}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\partial G_u(j2\pi f, \hat{\lambda})}{\partial \lambda_\mu} \frac{\partial G_W(j2\pi f, \hat{\lambda})}{\partial \lambda_\nu} df. \quad (26)$$

При оценивании одного параметра $\lambda_\mu = \lambda_\nu = \lambda$ получим

$$\Phi_{\mu\mu} = - \frac{T}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{dG_u(j2\pi f, \hat{\lambda})}{d\lambda} \frac{dG_W(j2\pi f, \hat{\lambda})}{d\lambda} df. \quad (27)$$

Вычислив производные, получим потенциальные погрешности оценивания радиояркости

$$\sigma_B^2 = \Phi_{\mu\mu}^{-1} = [B(f_0, \bar{\theta}_0) + N_0]^2 [T \Delta F_\zeta(\hat{\lambda})]^{-1}. \quad (28)$$

Из уравнения (28) следует, что при увеличении времени наблюдения и расширении полосы пропускания точность искомого параметра будет увеличиваться.

Потенциальная флуктуационная чувствительность

Одним из основных показателей качества обработки сигналов в радиометрических системах является флуктуационная чувствительность. В работе [11] приведена обобщенная методика расчета предельной флуктуационной чувствительности на основе предельных погрешностей оценок параметров.

В общем случае флуктуационная чувствительность радиометра равна минимальному приращению постоянной составляющей сигнала на фоне недоусредненных флуктуаций сигнала и шума на выходе радиометра. Определяется флуктуационная чувствительность из выражения

$$\Delta B / \sigma_n = 1, \quad (29)$$

где ΔB – минимальный прирост радиояркости на выходе радиометра, σ_n – среднеквадратическое отклонение внутренних шумов на выходе радиометра.

Подобно, как в выражении (29), рассчитаны предельные погрешности оценок радиояркости, также получено предельное значение среднеквадратического отклонения внутренних шумов радиометра

$$\sigma_n = \sqrt{2[B(f_0, \bar{\vartheta}_0) + N_0][T \Delta\Pi_\zeta(\hat{\lambda})]^{-1/2}} \quad (30)$$

где $\Delta\Pi_\zeta(\hat{\lambda}) = 2\Delta F_\zeta(\hat{\lambda})$ – полная ширина додетектной части радиометра в области положительных и отрицательных частот.

Решив уравнение (30) относительно ΔB с использованием (30), получим предельную флуктуационную чувствительность синтезированного радиометра

$$\Delta B = \sqrt{2[B(f_0, \bar{\vartheta}_0) + N_0][T \Delta\Pi_\zeta(\hat{\lambda})]^{-1/2}} \quad (31)$$

Имитационное моделирование полученного алгоритма

Для верификации полученных результатов выполнено моделирование алгоритма (23) в пакет прикладных программ MatLab. При моделировании уравнения наблюдения сформирован полезный сигнал $s(t, \bar{\vartheta}_0)$ и внутренний шум $n(t)$ радиометра, которые получены в результате прохождения белого гауссовского процесса с заданной СПМ через фильтр с прямоугольной АЧХ. На основе результатов, полученных в работе [9], были сгенерированы различные реализации нестабильности коэффициента усиления $\zeta(t)$ (рис. 4). Они были получены также, как $s(t, \bar{\vartheta}_0)$ и $n(t)$, но с использованием формирующего фильтра с частотной характеристикой $G_\zeta(f) = A f^{-\alpha}$. Параметр амплитуды выбран $A=1$, а степень α соответствовала стабильности гипотетических радиометров 20 и 21 веков: $\alpha = 3$, $\alpha = 1.6$ и $\alpha = 0.8$. На рис. 5 показаны нестабильности коэффициентов усиления радиометра во времени, а на рис. 4 – соответствующие им спектральные плотности мощности.

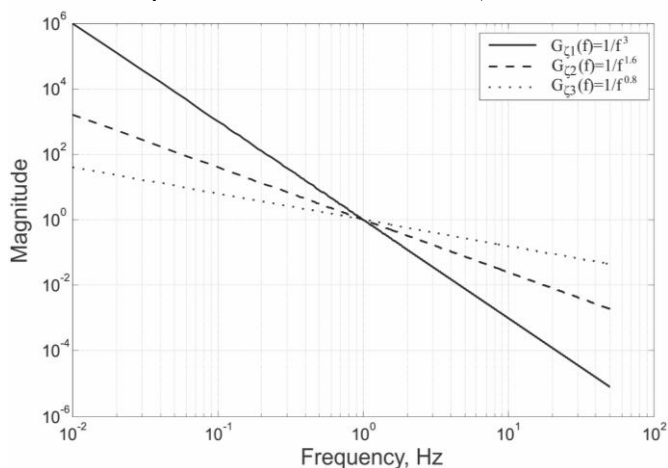


Рис. 4. Энергетические спектры нестабильностей коэффициента усиления приемника

Для сравнительного анализа выполнены моделирования полученного оптимального алгоритма

$$\hat{B}(f_0, \bar{\vartheta}_0) = [K_0^2 T \Delta F (1 + \sigma_\zeta^2)]^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}_T(j2\pi f, \zeta(t))|^2 df - N_0,$$

и классического компенсационного радиометра, не учитывающего коэффициент $1/(1 + \sigma_\zeta^2)$

$$\hat{B}(f_0, \bar{\vartheta}_0) = [K_0^2 T \Delta F]^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}_T(j2\pi f, \zeta(t))|^2 df - N_0.$$

Построены соответствующие графики (рис. 6), содержащие по 100 точек, каждая из которых показывает дисперсию разброса 100 оценок $\hat{B}(f_0, \bar{\vartheta}_0)$. Также в качестве эталонного значения на рис. 6 приведены предельные погрешности вычисленные в соответствии с (29).

Из полученных результатов следует, что синтезированный алгоритм работоспособный и более точный по сравнению с существующими компенсационными радиометрами.

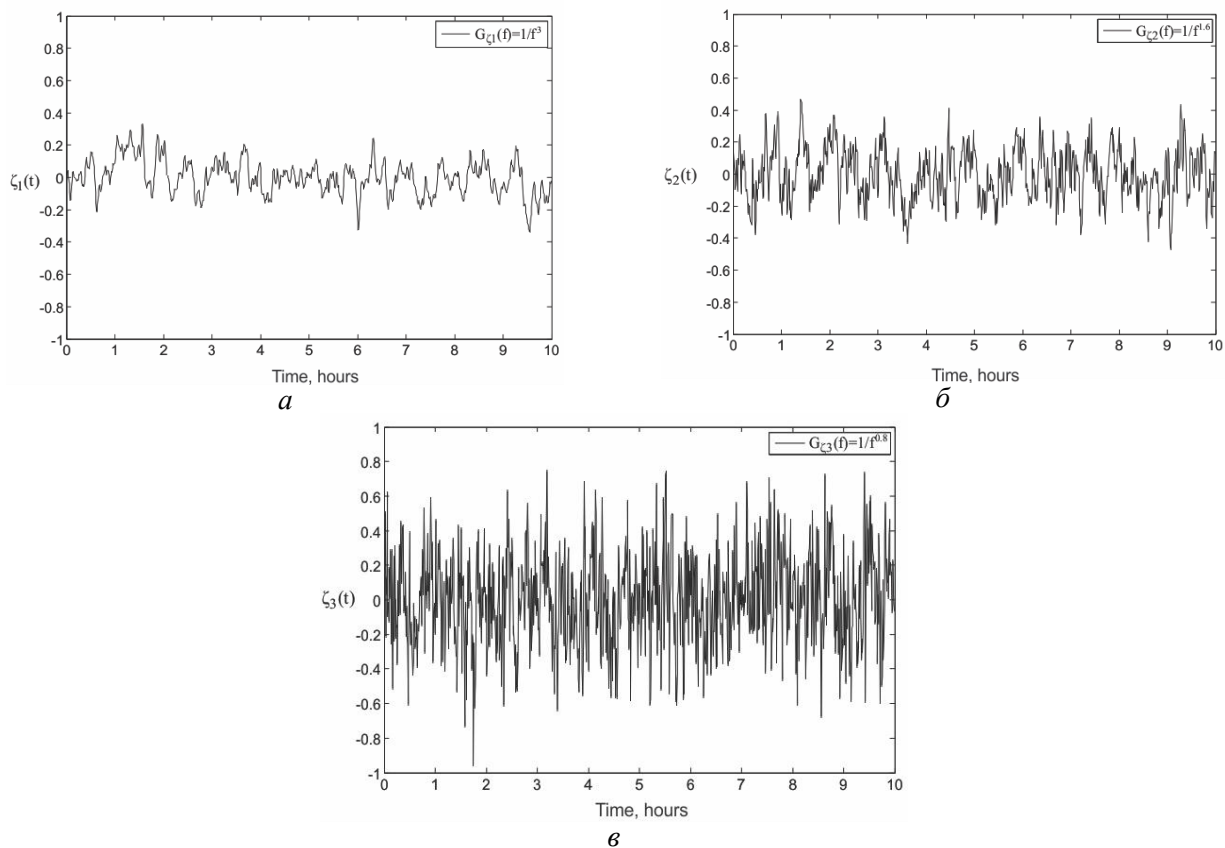


Рис. 5. Нестабильности коэффициента усиления $\zeta(t)$ для разных $G_\zeta(f)$

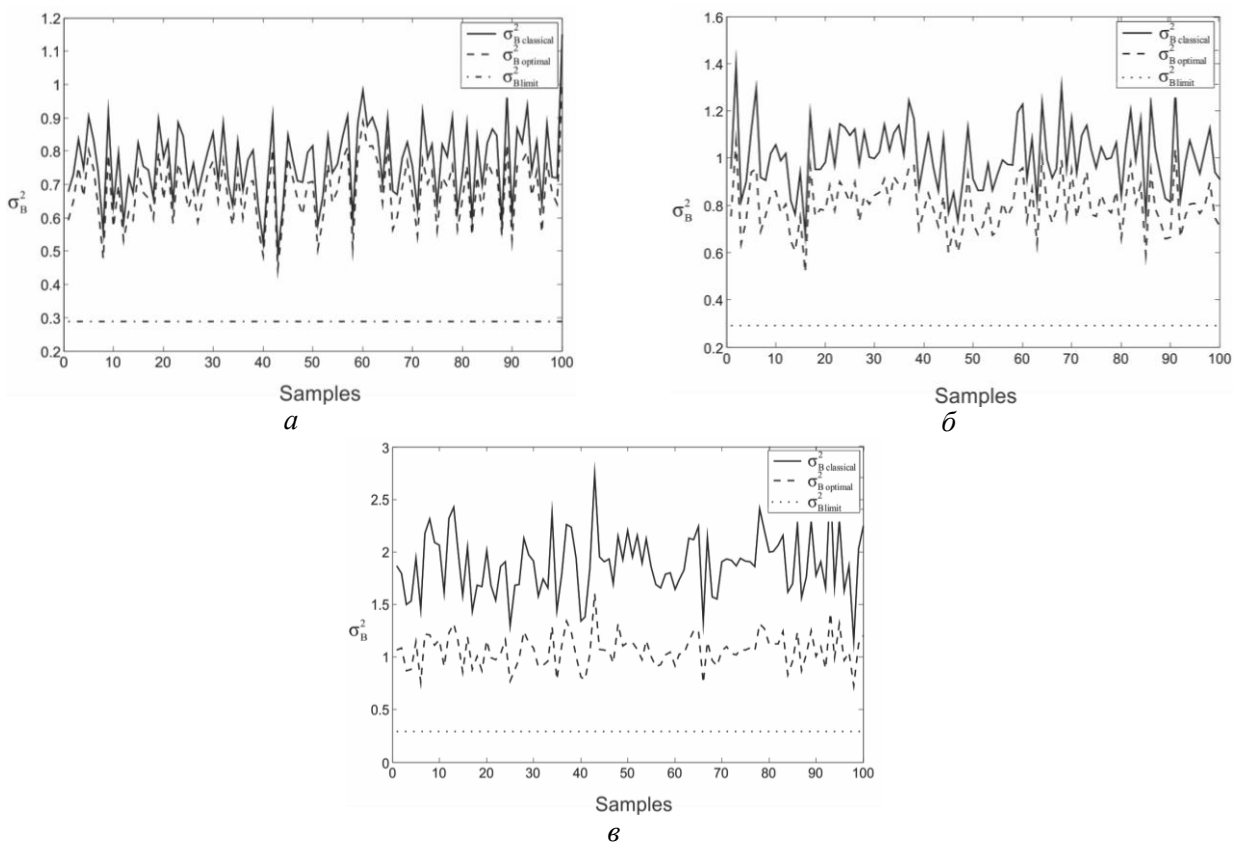


Рис. 6. Погрешности оценок радиояркости для различных нестабильностей коэффициента усиления приемника

Выводы

В работе синтезирован алгоритм оптимальной обработки сигналов собственного радиотеплового излучения в компенсационном радиометре с нестабильным коэффициентом усиления приемника. На основе оптимальных операций разработана структурная схема радиометра, не чувствительная к флуктуациям додетекторной части радиометра. Определены предельные погрешности оценивания и потенциальная флуктуационная чувствительность синтезированного радиометра, которые зависят от соотношения сигнал/шум, полосы пропускания входного тракта и времени наблюдения. Методом имитационного моделирования подтверждены все полученные результаты.

Список литературы: 1. Николаев, А. Г. Радиотеплолокация / А. Г. Николаев, С. В. Перцов. – М. : Воениздат, 1970. – 132 с. 2. Есепкина, Н. А. Радиотелескопы и радиометры / Н. А. Есепкина, Д. В. Корольков, Ю. Н. Парийский ; под ред. Д. В. Королькова. – М. : Наука, 1973. – 416 с. 3. 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. 4. *Современные методы оптимальной обработки пространственно-временных сигналов в активных, пассивных и комбинированных активно-пассивных радиотехнических системах* / В. К. Волосюк, Ю. В. Гуляев, В. Ф. Кравченко, Б. Г. Кутуза, В. В. Павликов, В. И. Пустовойт // Радиотехника и электроника. – 2014. – Т. 59. № 2. – С. 109 – 131. 5. *Методы оптимальной обработки сигналов в пассивных радиометрических устройствах и системах : учеб. пособие : в 3 ч.* / В. К. Волосюк, В. В. Павликов, С. С. Жила. – Х. : Нац. аэрокосм. ун-т им. Н. Е. Жуковского «Харьк. авиац. ин-т», 2013. – Ч. 1. – 200 с. 6. *Volosyuk V. K. Development of the theory, methods and algorithms for optimal wide- and ultrawideband spatiotemporal signal processing of radio-thermal radiation* / V. K. Volosyuk, V. F. Kravchenko, V. V. Pavlikov // Antenna theory and techniques. ICATT'2013 : proc. of the IX Intern. conf., Sept. 16–20, 2013, Odessa, Ukraine. – [Odessa], 2013. – P. 74–79. 7. *Волосюк В. К. Новые методы оптимальной и квазиоптимальной пространственно-временной обработки сигналов радиотеплового излучения в сверхширокополосных устройствах и системах* / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко, В. В. Павликов, Я. С. Шифрин // Анализ и синтез сложных систем в природе и технике : Междунар. науч.-техн. конф. : сб. науч. труд., 16–18 декабря 2013 г., г. Воронеж / Воронеж. гос. лесотехн. академия. – Воронеж, 2013. – С. 22–28. 8. *Волосюк В. К. Оценка параметров сигналов в радиометре с двухкаскадным входным трактом* / В. К. Волосюк, В. В. Павликов, С. С. Жила // *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*. – 2012. – № 3 (55). – С. 40–44. 9. *Цыбулев, П. Г. Система сбора данных и управления нового поколения для проведения радиоастрономических наблюдений в континууме на радиотелескопе РАТАН-600: разработка, наблюдения, измерения* / П. Г. Цыбулев // *Астрофизический бюллетень*. – 2011. – Т. 1, №1. – С. 118–133. 10. *Seiffert, M. D. IF amplifier stability for the heterodyne instrument for FIRST (HIFI)* / M. D. Seiffert, J. D. Gallego-Puyol, I. L. Fernandez, N. D. Whyborn, J. C. Pearson // *Proc. SPIE*. – 2000. – Vol. 4013. – P. 296–304. 11. *Волосюк, В. К. Оптимальный аддитивный интерферометр и его потенциальная флуктуационная чувствительность* / В. К. Волосюк, В. В. Павликов // *Прикладная радиоэлектроника*. – 2012. – Т. 11, № 1. – С. 82–86.

*Национальный аэрокосмический университет
имени Н.Е. Жуковского «ХАИ»*

Поступила в редколлегию 02.04.2014