УДК 621.396

С. С. ЖИЛА

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

Введение

Радиометрические устройства и системы используют в задачах радиоастрономии, дистанционного зондировании, 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 $B(f_0,\vec{\vartheta}_0)$ 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 $\vec{\vartheta}_0$ и передает во входной тракт сигнал $\xi(t,\vec{\vartheta}_0)$. 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

$$u(t,\vec{\vartheta}_0)=s(t,\vec{\vartheta}_0)+n(t)+n_r(t), \tag{1}$$

где $s(t,\vec{\vartheta}_0)$ и $n(t)$ − сигнал $\xi(t,\vec{\vartheta}_0)$ и шум $\eta(t)$, прошедшие ЛЧП, а $n_r(t)$ − регуляризирующий шум. Сигнал $s(t,\vec{\vartheta}_0)$ 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 $N_{0r} << N_{0n}$ и радиояркости исследуемого источника $N_{0r} << B(f_0,\vec{\vartheta}_0)$.

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

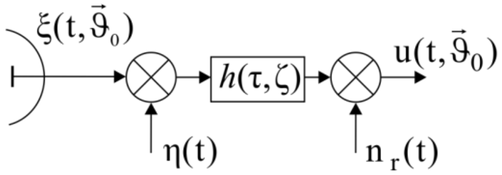


Рис.1. Схема, соответствующая уравнению наблюдения

Сигнал $s(t,\vec{\vartheta}_0)$, внутренний шум $n(t)$ и регуляризирующий шум $n_r(t)$ − взаимно некоррелированные процессы ($<s(t,\vec{\vartheta}_0)n(t)>=0$, $<s(t,\vec{\vartheta}_0)n_r(t)>=0$, $<n(t)n_r(t)>=0$) с нулевым средним ($<s(t,\vec{\vartheta}_0)>=0$, $<n(t)>=0$, $<n_r(t)>=0$) и автокорреляционными функциями

$$R_s(t_1,t_2,\lambda(\vec{\vartheta}_0))=<s(t_1,\vec{\vartheta}_0)s(t_2,\vec{\vartheta}_0)>=0,5K_0^2[1+R_\zeta(\tau)]B(f_0,\vec{\vartheta}_0)R_h(\tau), \quad (3)$$

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

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

где $\tau=t_1-t_2$,

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

− автокорреляционная функция импульсной характеристики ЛЧП,

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

− 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, $<\cdot>$ − знак статистического усреднения.

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

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

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

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

$$G_u(j2\pi f,\lambda)=F\{R_u(t_1-t_2,\lambda)\}=$$
$$=0{,}5K_0^2[B(f_0,\vec{\vartheta}_0)+N_0][\left|\dot{K}_H(j2\pi f)\right|^2+G_\zeta(f)\otimes\left|\dot{K}_H(j2\pi f)\right|^2]+0{,}5N_{0r}, \qquad (8)$$

где $\otimes$ − оператор свертки.

Решение оптимизационной задачи

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

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

где $\lambda=B(f_0,\vec{\vartheta}_0)$ − искомый параметр, $\hat{\lambda}$ и λ_{true} − оценочное и оптимальное значения параметра,

$$p[u(t,\vec{\vartheta}_0)\,|\,\lambda]=k(\lambda)\exp\left\{-\frac{1}{2}\int_0^T\int_0^T u(t_1,\vec{\vartheta}_0)W_u(t_1,t_2,\lambda)u(t_2,\vec{\vartheta}_0)dt_1dt_2\right\} \qquad (10)$$

− условная плотность вероятности принятия наблюдения $u(t,\vec{\vartheta}_0)$ 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

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

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

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

$$\frac{d}{d\lambda}\ln p[u(t,\vec{\vartheta}_0)\,|\,\lambda]=-\frac{1}{2}\int_0^T\int_0^T\frac{dR_u(t_1-t_2,\lambda)}{d\lambda}W_u(t_1-t_2,\lambda)dt_1dt_2-$$
$$-\frac{1}{2}\int_0^T\int_0^T\frac{dW_u(t_1-t_2,\lambda)}{d\lambda}u(t_1,\vec{\vartheta}_0)u(t_2,\vec{\vartheta}_0)dt_1dt_2. \qquad (12)$$

Перепишем это уравнение в спектральной области

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

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

$$|\dot{U}_T(j2\pi f,\vec{\vartheta}_0)|^2=|\int_0^T u(t,\vec{\vartheta}_0)e^{-j2\pi ft}dt\,|^2 \qquad (14)$$

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

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

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

Подставляя выражение (15) в (13) получим

$$\int_{-\infty}^{\infty} \frac{\left|\dot{K}_H(j2\pi f)\right|^2 + G_\zeta(f) \otimes \left|\dot{K}_H(j2\pi f)\right|^2}{G_u(j2\pi f, \hat{\lambda})} df = \\ = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\left|\dot{K}_H(j2\pi f)\right|^2 + G_\zeta(f) \otimes \left|\dot{K}_H(j2\pi f)\right|^2}{G_u^2(j2\pi f, \hat{\lambda})} \left|\dot{U}_T(j2\pi f, \vec{\vartheta}_0)\right|^2 df . \quad (16)$$

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

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

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

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

− квадрат АЧХ декоррелирующего фильтра, $\alpha(\hat{\lambda}) = \dfrac{N_{0r}}{K_0^2 \left(\hat{B}_F(f_0, \vec{\vartheta}_0) + N_0\right)}$ − коэффициент определяющий степень декорреляции уравнения наблюдения,

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

− 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 $\hat{B}(f_0, \vec{\vartheta}_0)$. Квазиоптимальный алгоритм формально не изменит свой вид

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

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

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

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

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

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).

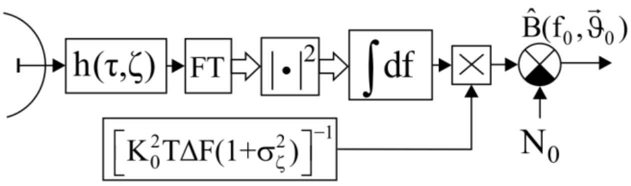


Рис. 2. Структурная схема оптимального алгоритма обработки сигналов в радиометре с нестабильным коэффициентом усиления в частотной области

Схема на рис. 2 работает следующим образом. На вход антенны из направления $\vec{\vartheta}_0$ поступает сигнал $\xi(t,\vec{\vartheta}_0)$ 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 $[K_0^2\,T\,\Delta F(1+\sigma_{\zeta}^2)]^{-1}$, исключающий смещение оценки из-за нестабильности коэффициента усиления приемника. Для получения оценки $\hat{B}(f_0,\vec{\vartheta}_0)$ на выходе радиометра компенсируется СПМ внутренних шумов радиометра.

Формирование спектра уравнения наблюдения до квадратичного детектора связанно 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)

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

где

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

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

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

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

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

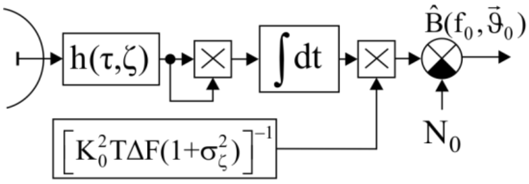


Рис. 3. Структурная схема оптимального алгоритма обработки сигналов в радиометре с нестабильным коэффициентом усиления во временной области

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 $\left[K_0^2\,T\,\Delta F(1+\sigma_\zeta^2)\right]^{-1}$. 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

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

Продифференцируем по искомым параметрам выражение (11), вычислим среднее

$$\Phi_{\mu\nu}=-\frac{1}{2}\int_0^T\int_0^T\frac{\partial R_u(t_1,t_2,\lambda)}{\partial\lambda_\mu}\frac{\partial W_u(t_1,t_2,\lambda)}{\partial\lambda_\nu}dt_1dt_2 \tag{25}$$

и перейдем в частотную область

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

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

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

Вычислив производные, получим потенциальные погрешности оценивания радиояркости

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

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

$$\Delta B / \sigma_n = 1, \tag{29}$$

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

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

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

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

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

Имитационное моделирование полученного алгоритма

Для верификации полученных результатов выполнено моделирование алгоритма (23) в пакет прикладных программ MatLab. При моделировании уравнения наблюдения сформирован полезный сигнал $s(t, \vec{\vartheta}_0)$ 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 $s(t, \vec{\vartheta}_0)$ 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.

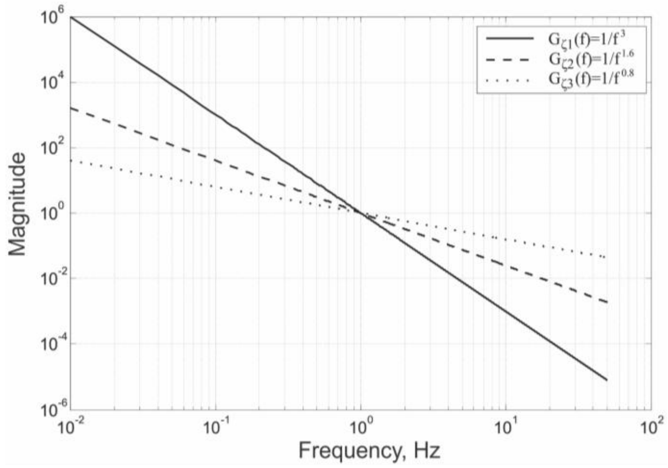


Рис. 4. Энергетические спектры нестабильностей коэффициента усиления приемника

Для сравнительного анализа выполнены моделирования полученного оптимального алгоритма

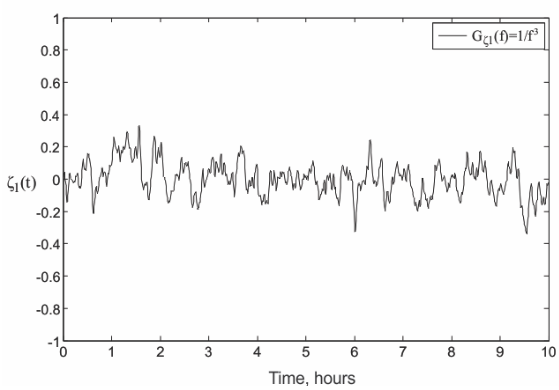
$$\hat{B}(f_0, \vec{\vartheta}_0) = [K_0^2\, T\, \Delta F(1 + \sigma_\zeta^2)]^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} \left|\dot{U}_T(j2\pi f, \zeta(t))\right|^2 df - N_0,$$

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

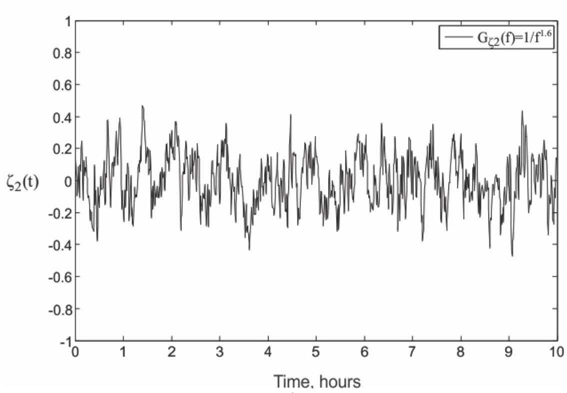
$$\hat{B}(f_0,\vec{\vartheta}_0)=[K_0^2\,T\,\Delta F]^{-1}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{U}_T(j2\pi f,\zeta(t))\right|^2 df-N_0 .$$

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

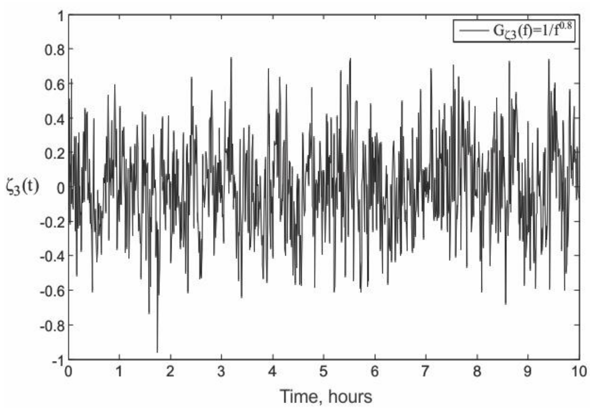
Из полученных результатов следует, что синтезированный алгоритм работоспособный и более точный по сравнению с существующими компенсационными радиометрами.



а

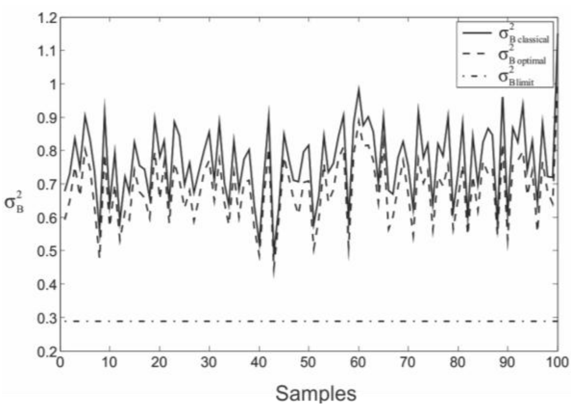


б

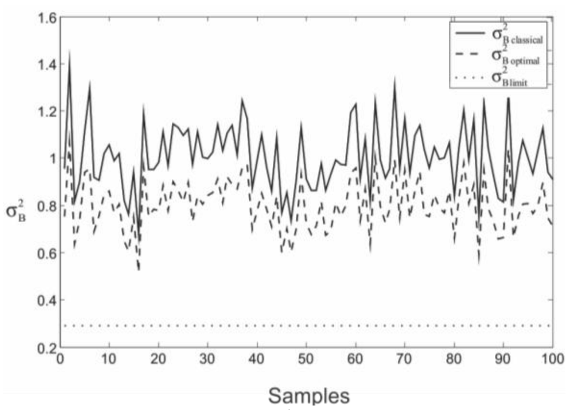


в

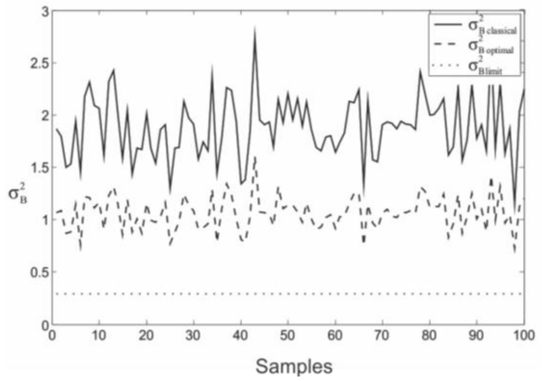
Рис. 5. Нестабильности коэффициента усиления $\zeta(t)$ для разных $G_\xi(f)$



а



б



в

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