

УДК 621.396.96

В.В. Павликов

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

## ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА В СВЧ-РАДИОМЕТРЕ С НЕСТАБИЛЬНОЙ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ ВХОДНОГО ТРАКТА И РЕГУЛИРУЕМЫМ ИСТОЧНИКОМ ОПОРНОГО СИГНАЛА

Синтезирован алгоритм оптимальной обработки радиометрических сигналов в СВЧ-радиометре с нестабильной передаточной характеристикой входного тракта и регулируемым источником опорного сигнала в предположении, что входной тракт радиометра содержит управляемый переключатель, регулируемый источник опорного сигнала и генератор модулирующего напряжения и выполнен в виде входной части модуляционного приемника. Показано, что оптимальный алгоритм содержит операции декорреляции наблюдения, квадратичного и синхронного (с модулирующей функцией) детектирования. В качестве оценки параметров сигнала принимается значение соответствующих параметров сигнала управляемого опорного источника в моменты времени, когда выход радиометра равен нулю. Предложена структурная схема, реализующая оптимальный алгоритм. Рассчитана теоретически предельная точность измерений.

**Ключевые слова:** нулевой радиометр, оптимальный алгоритм, потенциальная точность оценивания.

### Введение

Радиометрические системы используются в задачах дистанционного зондирования, радиоастрономии и медицины. Наиболее широкое распространение получили радиометры модуляционного типа. Известно, что существенно снизить погрешности, вызванные флуктуацией передаточной характеристики входного тракта радиометра, можно, применив нулевой метод измерений. Поэтому радиометр, реализующий этот метод, называют нулевым. В [1] основное внимание уделено проблемам практической реализации нулевого баланса.

Задачи статистической обработки радиометрических сигналов в системах с нестационарной передаточной характеристикой входного тракта и регулируемым источником опорного сигнала изучены недостаточно.

**Постановка оптимизационной задачи.** На интервале наблюдения  $[0, T]$  необходимо найти оценки неизвестных параметров  $\lambda$  полезного  $s(t, \lambda)$  сигнала, наблюдаемого в аддитивной смеси с внутренними шумами радиометра  $n(t)$  при условии, что коэффициент усиления передаточной характеристики входной цепи радиометра нестабилен, а источник опорного сигнала регулируемый.

### Решение оптимизационной задачи

Уравнение наблюдения и статистические характеристики процессов. Уравнение наблюдения для приемника, входные цепи которого реализованы по модуляционной схеме, имеет вид [2, 3]:

$$u(t) = n_r(t) +$$

$$+ \int_{-\infty}^{\infty} [s(\tau, \lambda)m(\tau) + s_{RG}(\tau, \lambda)(1 - m(\tau)) + n(\tau)] \times \quad (1)$$

$$\times h(t - \tau)[1 + \xi(t - \tau)] d\tau,$$

где  $s(t, \lambda)$  и  $s_{RG}(t, \lambda)$  – полезный и опорный сигналы;  $\lambda$  – оцениваемый параметр (в общем случае вектор оцениваемых параметров);  $n(t)$  и  $n_r(t)$  – внутренний шум приемника и регуляризирующая добавка;  $h(t)$  – импульсная характеристика входного тракта радиометра, связанная преобразованием Фурье с коэффициентом передачи  $\dot{K}(j2\pi f)$ .

На практике эта характеристика флуктуирует вследствие изменения температурного режима, нестабильности источников питания и др. Нестабильность учитывается коэффициентом  $[1 + \xi(t)]$ , где  $\xi(t)$  – неизвестная функция времени, медленно меняющаяся в сравнении с периодом модуляции  $T_m$ .

Коэффициент передачи с учетом нестабильности равен

$$\dot{K}(j2\pi f, t) = F\{h(t)[1 + \xi(t)]\} F\{\cdot\}^{-1}$$

оператор прямого преобразования Фурье.

Модулирующая функция в (1) задается выражением

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

$$(n = \overline{0, N-1}).$$

Полезный сигнал запишем в виде

$$s(\tau, \lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{\theta} \dot{F}(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0) \dot{A}(f, \bar{\vartheta}, \lambda) \exp(j2\pi f t) d\bar{\vartheta} df,$$

где  $\dot{F}(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0)$  – комплексная диаграмма направленности (ДН) антенны, как функция частоты и направляющих косинусов  $\bar{\vartheta}$ , ориентирована максимумом в направление, характеризуемое вектором  $\bar{\vartheta}_0$ ;  $\dot{A}(f, \bar{\vartheta})$  – спектрально-угловая плотность комплексной амплитуды объекта исследования, некоррелированная по спектральным и угловым координатам [4]:

$$\langle \dot{A}(f_1, \bar{\vartheta}_1, \lambda) \dot{A}^*(f_2, \bar{\vartheta}_2, \lambda) \rangle = B(f_1, \bar{\vartheta}_1, \lambda) \delta(f_1 - f_2) \delta(\bar{\vartheta}_1 - \bar{\vartheta}_2).$$

В математическую модель наблюдения (1) входят аддитивные шумы входного тракта приемника  $n(t)$  (пересчитанные на его вход), и регуляризирующая добавка  $n_r(t)$  в виде белого гауссового шума с нулевым средним. Спектральная плотность мощности (СПМ) добавки  $N_{0r}$  мала относительно СПМ полезного сигнала и внутреннего шума приемника  $N_0$ .

Регуляризирующая добавка исключает сингулярные решения в процессе синтеза оптимального алгоритма. Все процессы, входящие в уравнение (1) – это взаимно независимые гауссовы случайные дельта-коррелированные процессы с нулевым средним.

Предполагаем, что СПМ  $B_F(\bar{\vartheta}_0, \lambda)$ ,  $N_{RG}(\lambda)$ ,  $N_0$  и  $N_{0r}$  постоянны в полосе частот, принимаемых радиометром. Здесь

$$B_F(\bar{\vartheta}_0, \lambda) = \int_{\theta} |\dot{F}(f, \bar{\vartheta} - \bar{\vartheta}_0)|^2 B(\bar{\vartheta}, \lambda) d\bar{\vartheta} -$$

радиояркость (СПМ), сглаженная квадратом модуля ДН антенны.

Решение оптимизационной задачи получим методом максимального правдоподобия. Решим уравнение

$$\partial \ln p[u(t) | \lambda] / \partial \lambda |_{\lambda = \lambda_{opt}} = 0,$$

где

$$p[u(t) | \lambda] = k(\lambda) \times \exp \left\{ -0,5 \cdot \int_0^T \int_0^T u(t_1) \times W(t_1, t_2, \lambda) u(t_2) dt_1 dt_2 \right\} = -$$

$$= \max$$

функционал правдоподобия [4],  $W_u(t_1, t_2, \lambda)$  – функция обратная корреляционной функции  $R(t_1, t_2, \lambda)$ , которая находится из интегрального уравнения обращения

$$\int_0^T R(t_1, t_2, \lambda) W(t_2, t_3, \lambda) dt_2 = \delta(t_1 - t_3).$$

Здесь корреляционная функция наблюдения равна

$$R(t_1, t_2, \lambda) = 0,5 \{ B_F(\bar{\vartheta}_0, \lambda) m^2(t_1) + N_{RF}(\lambda) [1 - m(t_1)]^2 + N_0 \} R_h(t_1 - t_2) [1 + \xi(t_1)]^2 + 0,5 N_{0r} \delta(t_1 - t_2),$$

где  $R_h(t_1 - t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t_1 - \tau) h(t_2 - \tau) d\tau$ ,  $k(\lambda)$  – нормировочный коэффициент плотности вероятности, зависящий от оцениваемых параметров  $\lambda$ ;  $\delta(\cdot)$  – дельта-функция.

Дифференцируя функционал правдоподобия по параметру  $\lambda$  и приравнявая полученный результат нулю, получим уравнение правдоподобия (для векторного случайного процесса – систему уравнений)

$$-\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \left\{ \partial R(t_1, t_2, \lambda) / \partial \lambda \right\} W(t_1, t_2, \lambda) dt_1 dt_2 -$$

$$-\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \left\{ \partial W(t_1, t_2, \lambda) / \partial \lambda \right\} u(t_1) u(t_2) dt_1 dt_2 = 0.$$

Получить аналитическое выражение для функции обратной корреляционной функции, входящей в (3), достаточно сложно.

Удобно решить это уравнение в спектральной области. Для этого перейдем к разностному аргументу  $t_1 - t_2$  и, воспользовавшись обобщенной теоремой Хинчина-Винера [6], запишем уравнение правдоподобия в частотной области

$$-\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^T \frac{\partial G_R(f, t_1, \lambda)}{\partial \lambda} G_W(f, t_1, \lambda) dt_1 df - \frac{1}{2} \times$$

$$\times \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^T \frac{\partial G_W(f, t_1, \lambda)}{\partial \lambda_\mu} \dot{U}^*(j2\pi f) u(t_1) e^{-j2\pi f t_1} dt_1 df =$$

$$= 0,$$

где

$$\dot{U}^*(j2\pi f) = \int_0^T u(t) e^{j2\pi f t} dt,$$

$$G_W(f, t_1, \lambda) = G_R^{-1}(f, t_1, \lambda) -$$

текущий энергетический спектр функции обратной корреляционной функции.

Учитывая свойства используемой модулирующей функции  $m(t)$ , будем рассматривать две составляющие наблюдения, соответствующие воздействию полезного и опорного сигналов, а затем сведем решение уравнения правдоподобия (4) к системе уравнений

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{1}{2} [B_F(\bar{\vartheta}_0, \lambda) + N_0] T_m \sum_{n=0}^{N-1} \Delta F_{s,n}(\lambda) &= \\ &= \int_0^T m(t) u_d^2(t) dt, \\ \frac{1}{2} [N_{RG}(\lambda) + N_0] T_m \sum_{n=0}^{N-1} \Delta F_{RG,n}(\lambda) &= \\ &= \int_0^T [1 - m(t)] u_d^2(t) dt, \end{aligned} \right. \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} |\dot{K}(j2\pi f, n)|^2 |\dot{U}(j2\pi f)|^2 G_{R,s(RG)}^{-2}(f, n, \lambda) &= \\ = |\dot{U}_{\dot{K}G,s(RG),n}(j2\pi f)|^2 & \end{aligned}$$

– периодограмма декоррелированного наблюдения на  $n$ -м периоде модулирующей функции;  $\dot{U}(j2\pi f)$  – Фурье-образ наблюдения (1),  $u_{d,n}(t)$  – Фурье-образ декоррелированного спектра  $\dot{U}_{\dot{K}G,s(RG),n}(j2\pi f)$ ,

$T_m$  – период модулирующей функции,

$$\begin{aligned} 2\Delta F_{s(RG),n}(\lambda) &= \\ = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f, n)|^4 G_{R,s(RG)}^{-2}(f, n, \lambda) df & - \end{aligned}$$

ширина полосы частот входных цепей радиометра после декоррелирующего фильтра, а  $\Delta F_{s,n}(\lambda)$  и  $\Delta F_{RG,n}(\lambda)$  – ширины полос входных цепей радиометра для случаев, когда наблюдается полезный сигнал ( $m(t)=1$ ) и опорный сигнал ( $m(t)=0$ ) соответственно;  $G_{R,s(RG)}(f, n, \lambda)$  – СПМ полезного (опорного) сигнала на  $n$ -м периоде модулирующей функции

$$G_{R,s}(f, n, \lambda) = \frac{1}{2} (B_F(\bar{\vartheta}_0, \lambda) + N_0) |\dot{K}(j2\pi f, n)|^2 + \frac{1}{2} N_{0r},$$

$$G_{R,RG}(f, n, \lambda) = \frac{1}{2} \{N_{RF}(\lambda) + N_0\} |\dot{K}(j2\pi f, n)|^2 + \frac{1}{2} N_{0r}.$$

Зависимость полос пропускания от  $\lambda$  свидетельствует об адаптивности декоррелирующих фильтров. При выводе системы уравнений (5) учтено, что СПМ регуляризирующей добавки существенно меньше СПМ внутренних шумов, а также СПМ полезного и опорного сигналов.

В (5) величины  $\sum_{n=0}^{N-1} \Delta F_{s,n}(\lambda)$  и  $\sum_{n=0}^{N-1} \Delta F_{RG,n}(\lambda)$

неизвестны. Однако для управляемого источника опорного сигнала можно обеспечить равенство  $B_F(\bar{\vartheta}_0, \lambda) = N_{RG}(\lambda)$ , т.е.

$$\sum_{n=0}^{N-1} \Delta F_{s,n}(\lambda) = \sum_{n=0}^{N-1} \Delta F_{RG,n}(\lambda).$$

Тогда оптимальный алгоритм получим в виде

$$\int_0^T [2m(t) - 1] u_d^2(t) dt = 0. \quad (6)$$

Оптимальный алгоритм оценки параметров (6) при нестационарном входном тракте радиометра с управляемым опорным источником сигнала содержит следующие операции: декорреляции входной последовательности в фильтре, квадрат модуля передаточной характеристики которой равен

$$|\dot{K}(j2\pi f, n)|^2 G_R^{-2}(f, n, \lambda),$$

где  $G_R^{-2}(f, n, \lambda) = G_{R,s}(f, n, \lambda) = G_{R,RG}(f, n, \lambda)$ , квадратичного и синхронного (с функцией  $[2m(t) - 1]$ ) детектирования.

Структурная схема радиометра показана на рис. 1. На вход радиометра поочередно (соответственно значению модулирующей функции, генерируемой в блоке Modulating generator и управляющей работой управляемого переключателя М) подаются сигналы от антенны и опорного источника (блок Reference generator).

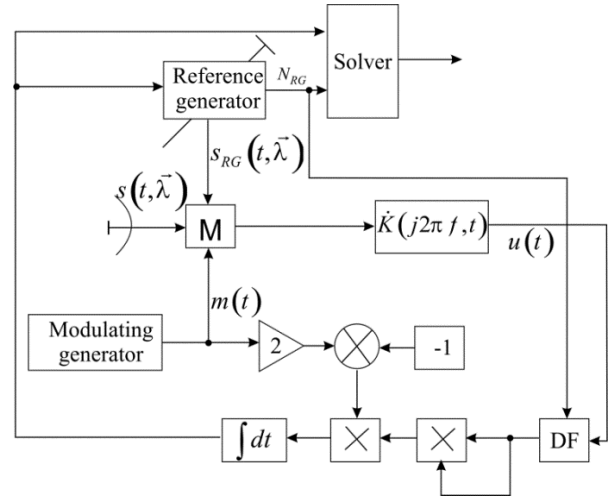


Рис. 1. Структурная схема оптимального радиометра, реализующая алгоритм (12)

Далее сигналы проходят линейную часть приемника, декоррелирующий фильтр (DF), квадратичный и синхронный детекторы, на второй вход последнего подан сигнал  $[2m(t) - 1]$ . Сигнал с выхода

радиометра управляет работой опорного генератора. Оценку радиояркости, как функции неизвестного параметра, формирует решающее устройство (блок Solver) по известному значению СПМ опорного сигнала в моменты времени, когда отклик радиометра равен нулю. Передаточная характеристика декоррелирующего фильтра зависит от СПМ опорного сигнала.

### Потенциальная точность оценивания

Характеризуется предельной дисперсией погрешности скалярного параметра, заданной неравенством Крамера-Рао. Для векторного параметра

находится в результате обращения информационной матрицы Фишера

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

Для оценки одного параметра предельная дисперсия погрешности получена в таком виде

$$\sigma_s^2 = 4 \left( B_F(\bar{\Theta}_0, \lambda) / N_0 + 1 \right)^2 N_0^2 \left[ T_m \sum_{n=0}^{N-1} \Delta P_{\Phi_{n,s}} \right]^{-1}, (7)$$

где  $B_F(\bar{\Theta}_0, \lambda) / N_0$  – отношение сигнал/шум,

$$\Delta P_{\Phi_{n,s}} = 2 \Delta F_{\Phi_{n,s}}(\lambda) = 2 \left( B_F(\bar{\Theta}_0, \lambda) + N_0 \right) \Delta F_{s,n}(\lambda).$$

## Обсуждение результатов и выводы

Решена задача оценки параметров в радиометре с нестабильной передаточной характеристикой приемника и управляемым источником опорного сигнала в предположении, что входной тракт реализован аналогично входному тракту модуляционного радиометра. Оптимальными являются следующие операции: декорреляция наблюдения, квадратичное и синхронное детектирование и компенсация интенсивности полезного сигнала подстройкой опорного генератора. Показано, что оптимальному алгоритму соответствует схемная реализация близкая нулевому радиометру. В качестве оценки параметра сигнала принимается значение этого параметра сигнала управляемого опорного источника в моменты времени, когда выход радиометра равен нулю, т.е. СПМ полезного сигнала и СПМ сигнала опорного источника в пределах полосы частот линейного тракта радиометра одинаковы. Рассчитаны предель-

ные погрешности оценивания. Эти погрешности зависят от соотношения сигнал/шум, времени наблюдения и полосы частот с учетом декоррелирующего фильтра.

Работа выполнена при частичном финансировании по гранту совместных работ РФФИ и ДФФДУ № 7/12 – распоряжение Президиума НАН Украины от 29.03.2012 № 217.

## Список литературы

1. Филатов А.В. Метод изменения диапазона изменений в СВЧ-радиометрах с широтно-импульсной модуляцией опорного сигнала // Известия вузов. Радиофизика. 1996. Т. 39. №8. С. 1057–1064.
2. Волосюк В.К., Павликов В.В. Статистический синтез одноантенных радиометрических приемников модуляционного типа // Прикладная радиоэлектроника. 2011. Т. 10. №3. С. 132–142.
3. Kravchenko, V.F., Volosyuk, V.K., and Pavlikov, V.V. Statistical Synthesis of Optimal and Quasi-Optimal Chopper Radiometers / PERS Proceedings, Moscow, Russia, August 19-23, 2012. P. 50-54.
4. Волосюк В.К., Кравченко В.Ф. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации / Под ред. В.Ф. Кравченко. М.: Физматлит, 2008.
5. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. М.: Советское радио, 1966.

Поступила в редколлегию 25.10.2013

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

## ОЦІНКА ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛУ У НВЧ-РАДІОМЕТРІ З НЕСТАБІЛЬНОЮ ПЕРЕДАТочноЮ ХАРАКТЕРИСТИКОЮ ВХІДНОГО ТРАКТУ ТА РЕГУЛЬОВАНІМ ДЖЕРЕЛОМ ОПОРНОГО СИГНАЛУ

В.В. Павліков

Синтезований алгоритм оптимальної обробки радіометричних сигналів у НВЧ-радіометрі з нестабільною передаточною характеристикою вхідного тракту та регульованим джерелом опорного сигналу з припущенням, що вхідний тракт радіометра складається з керованого перемикача, регульованого джерела опорного сигналу та генератора модулюючої напруги та виконаний у вигляді вхідної частини модуляційного приймача. Показано, що оптимальний алгоритм включає операції декореляції спостереження, квадратичного та синхронного (з модулюючою функцією) детектування. За оцінку параметра сигналу приймається значення відповідного параметра сигналу керованого опорного джерела у моменти часу, коли вихід радіометра дорівнює нулю. Запропонована структурна схема, яка реалізує оптимальний алгоритм. Розрахована теоретично гранична точність вимірювань.

**Ключові слова:** нульовий радіометр, оптимальний алгоритм, потенційна точність оцінювання.

## SIGNAL PARAMETER ESTIMATION IN MICROWAVE RADIOMETER WITH THE UNSTABLE TRANSFER CHARACTERISTIC OF THE ENTRANCE PATH AND THE ADJUSTABLE SOURCE OF THE REFERENCE SIGNAL

V.V. Pavlikov

The algorithm of optimal radiometric signal processing in microwave radiometer with the unstable transfer characteristic of an entrance path and an adjustable source of a reference signal in the assumption that the entrance path of radiometer consist of an operated switch, an adjustable source of a reference signal and the generator of modulating signal is synthesised and is executed in the form of an entrance part of Dicke receiver. It is shown that the optimal algorithm contains operations of decorrelation of supervision, square-law and synchronous (with modulating function) detecting. Estimation of the signal parameter is accepted from the adjustable source during time moments when the radiometer exit is equal to zero. The block diagramme of optimal algorithm is offered. Theoretically limiting accuracy of measurements is calculated.

**Keywords:** zero-type radiometer, optimal algorithm, potential accuracy of estimation.