

УДК 621.396

В. К. ВОЛОСЮК, В. В. ПАВЛИКОВ, С. С. ЖИЛА

Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», Украина

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО МОДУЛЯЦИОННОГО РАДИОМЕТРА

Решена задача синтеза оптимального алгоритма обработки сигналов в радиометре с нестабильным коэффициентом усиления и сверхширокополосным входным трактом приемника. В качестве модели додетекторной части радиометра выбрана модуляционная схема с периодическим отключением полезного сигнала от входа приемника и введением шумового сигнала эталонного источника. Разработана многоканальная структурная схема оптимального модуляционного радиометра, оценивающая как основной параметр – радиояркостьную температуру исследуемого источника, так и частные – радиояркостьные температуры эталонного сигнала и внутреннего шума, используемые для корректной интерпретации результатов измерений. Рассчитана потенциальная флуктуационная чувствительность синтезированного алгоритма.

Ключевые слова: оптимизация, модуляционный радиометр, нестабильность коэффициента усиления, потенциальная флуктуационная чувствительность.

Введение

Пассивные радиометрические устройства и системы предназначены для регистрации и исследования собственного радиотеплового излучения различных объектов и природных сред. Они широко применяются для решения задач радиолокации, радионавигации, дистанционного зондирования, радиоастрономии и др. Простейшими и первичными средствами регистрации сигналов радиотеплового излучения исследуемых нагретых тел в радиодиапазоне являются радиометры. Наиболее часто в практике радиометрических измерений используются модуляционные радиометры [1]. Впервые предложенная в 1946 году профессором Робертом Генри Дике [4] операция модуляции полезного сигнала на входе приемника до его поступления во входной тракт стала весьма удачным инженерным решением. Большинство известных структурных схем модуляционных радиометров разрабатывались в квазимонохроматическом приближении и получены в результате эвристических решений и обобщения инженерного опыта эксплуатации радиотехнической аппаратуры.

Однако в настоящее время, когда развивается сверхширокополосная элементно-техническая база радиотехнических устройств, весьма актуальны многие важные вопросы оптимального синтеза алгоритмов обработки шумовых сигналов в сверхширокополосных радиометрических системах, базирующиеся на современных подходах и статистических выводах по принятию оптимальных решений и формированию оптимальных оценок параметров случайных процессов и их вероятностных распреде-

лений. Очевидно, что в результате решения оптимизационных задач статистического синтеза методов, алгоритмов, устройств и радиотехнических систем любого назначения можно выявить их потенциальные возможности, найти пути повышения их эффективности и добиться более высоких показателей точности, разрешающей способности, вероятности принятия безошибочных решений и др.

Математическая модель сигналов в радиометрах модуляционного типа. Уравнение наблюдения

Предполагается, что коэффициент усиления приемника нестабилен, передаточная характеристика линейной части приемника (ЛЧП) $\dot{K}(j2\pi f, t)$ является сверхширокополосной функцией времени, а принимаемый полезный шумовой сигнал на входе модулируется функцией $m(t)$. В этом случае импульсную характеристику линейного тракта радиометра можно представить в виде суммы постоянной и флуктуирующей частей

$$h(t, \tau) = h(t - \tau) + h_{\xi}(t, \tau) = h(t - \tau)[1 + \xi(t)], \quad (1)$$

где $h(t - \tau)$ и $h_{\xi}(t, \tau) = \xi(t)h(t - \tau)$ – стационарная и флуктуирующая составляющие импульсной характеристики входного тракта радиометра; $\xi(t)$ – неизвестная функция, описывающая изменения передаточной характеристики во времени. Эта функция очень медленная по сравнению с функцией $h(t, \tau)$. Из-за сверхширокополосности ЛЧП характерный интервал изменения во времени $\xi(t)$ значи-

тельно больше характерного интервала изменения (ширины) функции $h(t, \tau)$ и на этом интервале изменения последней функции $\xi(t)$ можно считать константой. Если $\xi(t)$ – случайная функция, то характерным интервалом ее изменения называют ширину ее корреляционной функции. Соответственно эффективная ширина спектра $\xi(t)$ ($\sim 0,1 \div 100$ Гц) значительно меньше ширины спектра ($\sim 10^6 - 10^9$ Гц) функции $h(t, \tau)$. При этом передаточные характеристики $\dot{K}(j2\pi f, t)$ по переменной f как образы Фурье, вычисляемые на бесконечном интервале времени и на характерном интервале изменения функции $\xi(t)$, по форме будут практически идентичны и отличаться лишь множителем $1 + \xi(t)$,

$$\dot{K}(j2\pi f, t) = [1 + \xi(t)] \dot{K}(j2\pi f). \quad (2)$$

В таком приближении импульсную характеристику как обратный образ Фурье коэффициента передачи нестационарного линейного устройства можно представить таким выражением:

$$h(t, \tau) = F^{-1} [\dot{K}(j2\pi f, t)] = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(j2\pi f, t) e^{j2\pi f t} df = [1 + \xi(t)] \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}(j2\pi f) e^{j2\pi f t} df. \quad (3)$$

Модель уравнения наблюдения для модуляционного радиометра можно записать в таком виде,

$$u(t) = u_s(t, \bar{\lambda}) + u_n(t, \bar{\lambda}) + n_p(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ [s(\tau, \bar{\lambda})m(\tau) + s_{\text{опор}}(\tau, \bar{\lambda})(1 - m(\tau))] + n(\tau, \bar{\lambda}) \right\} \times h(t - \tau) [1 + \xi(t)] d\tau + n_p(t), \quad (4)$$

где

$$u_s(t, \bar{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} [s(\tau, \bar{\lambda})m(\tau) + s_{\text{опор}}(\tau, \bar{\lambda})(1 - m(\tau))] \times h(t - \tau) [1 + \xi(t)] d\tau, \quad (5)$$

$$u_n(t, \bar{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} n(\tau, \bar{\lambda}) h(t - \tau) [1 + \xi(t)] d\tau \quad (6)$$

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

– модулирующая функция в виде меандра, принимающая значения нуля или единицы, $n = \overline{0, N-1}$. В половину периода модулирующей функции $m(t)$ на вход приемника поступает полезный сигнал с выхода антенны $s(\tau, \bar{\lambda})$, а половину периода – вход приемника по полезному сигналу закрыт. Но в эти мо-

менты времени на вход поступает шумовой сигнал $s_{\text{опор}}(t, \bar{\lambda})$ опорного источника. Спектральная плотность мощности (СПМ) $G_{\text{опор}}(\bar{\lambda})$ сигнала $s_{\text{опор}}(t, \bar{\lambda})$ опорного источника известна и постоянна в пределах полосы пропускания. Поступая во входной тракт приемника, $s(\tau, \bar{\lambda})$ и $s_{\text{опор}}(t, \bar{\lambda})$ смешиваются с внутренними шумами $n(\tau, \bar{\lambda})$.

Модулирующие функции могут иметь более сложный вид. Это могут быть кодированные последовательности импульсов, функции вида $m(t) = 1 \pm \cos \Omega t$ и др.

В уравнение наблюдения также включена небольшая добавка $n_p(t)$ в виде белого шума, выполняющая в дальнейших решениях задач оптимизации, как некорректных обратных задач, функцию статистического регуляризатора. Введение такого шума на выходе любого устройства физически оправдано, т.к. все реальные элементы электронных устройств являются источниками шумов.

Здесь, $s(t, \bar{\lambda})$, $n(t, \bar{\lambda})$, $s_{\text{опор}}(t, \bar{\lambda})$ и $n_p(t)$ – взаимно независимые гауссовские процессы типа белого шума с нулевым средним и автокорреляционными функциями

$$\frac{N_{0s}(\bar{\lambda})}{2} \delta(\tau), \frac{N_{0n}}{2} \delta(\tau), \frac{N_{0\text{опор}}}{2} \delta(\tau), \frac{N_{0p}}{2} \delta(\tau), \quad (7)$$

и соответственно СПМ

$$G_s(f, \bar{\lambda}) = N_{0s}(\bar{\lambda})/2, \quad G_n(f, \bar{\lambda}) = N_{0n}/2,$$

$$G_{\text{опор}}(f, \bar{\lambda}) = N_{0\text{опор}}/2, \quad G_p(f) = N_{0p}/2. \quad (8)$$

Для наглядности дальнейших математических преобразований целесообразно записать оцениваемые СПМ в виде функций возможных других входящих в них неизвестных параметров $\bar{\lambda}$.

Основным неизвестным параметром, требующим оптимальной оценки и построения соответствующей структуры оптимального радиометра, является здесь СПМ $G_s(f, \bar{\lambda}) = N_{0s}(\bar{\lambda})/2$ или связанная с ней температура $T_s^\circ(\bar{\lambda})$. Однако, в рассматриваемой задаче неизвестными являются и другие СПМ процессов, входящих в уравнение наблюдения, и для определения даже одной из них необходимы алгоритмы, являющиеся решением системы нелинейных уравнений относительно всех неизвестных СПМ. Эти уравнения получают в результате дифференцирования по оцениваемым параметрам критерия оптимизации и приравнивания к нулю соответствующих частных производных.

Параметры $\bar{\lambda}$, входящие в $G_s(f, \bar{\lambda})$ – это обычно координатные параметры в задачах радиотеплокации, электрофизические параметры исследуемых сред в задачах дистанционного зондирования, радиоастрономии и др. В общем случае могут представлять интерес параметры СПМ и шума $n(t, \bar{\lambda})$ и процесса $s_{\text{опор}}(t, \bar{\lambda})$. Использование такой модели уравнения наблюдения также позволяет синтезировать алгоритмы оценок и этих параметров. В алгоритмах, рассмотренных ниже, оцениваемыми параметрами будут непосредственно сами СПМ – N_{0s} , N_{0n} , $N_{0\text{опор}}$ или связанные с ними температуры T_s° , $T_{\text{опор}}^\circ$, T_n° . СПМ N_{0s} – это основной параметр, подлежащий оценке. N_{0n} – помеха, подлежащая подавлению (компенсации). $N_{0\text{опор}}$ – известная эталонная СПМ, но подлежащая в радиометре проверочной (калибровочной) оценке. СПМ $N_{0p}/2$ очень мала и выполняет лишь роль регуляризирующей добавки. Ее следует учитывать лишь в знаменателях, где она исключает деление на ноль. В остальных частях алгоритмов ею можно пренебречь.

Связь между спектральными плотностями и эквивалентными температурами определяется выражениями:

$$\begin{aligned} N_{0s} &= k_B T_s^\circ, \quad N_{0\text{опор}} = k_B T_{\text{опор}}^\circ, \\ N_{0n} &= k_B T_n^\circ, \quad N_{0p} = k_B T_p^\circ, \end{aligned} \quad (9)$$

где k_B – постоянная Больцмана.

Схема ЛЧП, соответствующая принятой модели уравнения наблюдения, показана на рис. 1.

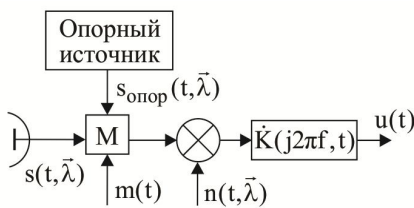


Рис. 1. Схема, соответствующая уравнению наблюдения

При использовании функции $m(t)$ в виде меандра в этой схеме на вход радиометра поочередно подключается сигнал $s(t, \bar{\lambda})$ с выхода приемной антенны А и сигнал $s_{\text{опор}}(t, \bar{\lambda})$ от опорного источника. Переключение между сигналами $s(t, \bar{\lambda})$ и $s_{\text{опор}}(t, \bar{\lambda})$ осуществляется с помощью управляемого переключателя – модулятора (М). Функция модуляции $m(t)$ осуществляет управление переключателем и пооче-

редно принимает значения 0 и 1 в течение периода модуляции T_m . При использовании гармонической функции $m(t) = 1 \pm \cos \Omega t$ ее значения с положительным знаком модулируют выходной сигнал одного источника, например, выход антенны, а с отрицательным знаком другого – опорного.

Для дальнейшего решения задачи оптимального статистического синтеза модуляционного радиометра требуется знание корреляционной функции уравнения наблюдения и корреляционных функций, входящих в него процессов.

Корреляционная функция уравнения наблюдения $u(t)$ имеет вид

$$\begin{aligned} R_u(t, \tau, \bar{\lambda}) &\approx [1 + \xi(t)]^2 R_h(\tau) \times \\ &\times \left[\frac{N_{0s}(\bar{\lambda})}{2} m^2(t) + \frac{N_{0\text{опор}}}{2} (1 - m(t))^2 + \frac{N_{0n}}{2} \right] + \\ &+ \frac{N_{0p}}{2} \delta(\tau), \quad \tau = t_1 - t_2. \end{aligned} \quad (10)$$

Найденная корреляционная функция $R_u(t_1, t_2, \bar{\lambda}) = R_u(t, \tau, \bar{\lambda})$ характеризует нестационарный случайный, так как зависит не только от разности $\tau = t_1 - t_2$, но и от времени $t_1 = t$. При ее выводе учитывалось, что процессы, входящие в уравнение наблюдения, взаимно независимы и их взаимные корреляционные функции равны нулю.

Так как время существенного изменения функции значительно больше характерного интервала изменения (ширины) функции $h(t)$ в следствии сверхширокополосности ЛЧП, то на этом интервале функции $\xi(t)$ и $m(t)$ можно считать константами

$$[1 + \xi(t_1)][1 + \xi(t_2)] \approx [1 + \xi(t)]^2, \quad t_1 = t_2 = t, \quad (11)$$

$$m^2(t) = m(t_1)m(t_2),$$

$$[1 - m(t)]^2 = [1 - m(t_1)][1 - m(t_2)], \quad t \approx t_1 \approx t_2. \quad (12)$$

Если модулирующей функцией $m(t)$ является функция типа “меандр”, то в такой идеальной функции ее скачкообразные изменения происходят мгновенно и тогда нельзя говорить, что по отношению к этим скачкам функция $R_h(\tau)$ является узкой. Но, как отмечалось, реальные низкочастотные функции $m(t)$ за счет инерционности модулирующих устройств и наличия переходных процессов мгновенно не могут изменить свои значения и длительности этих изменений все равно в реальных условиях значительно превышают длительность функции $R_h(\tau)$. Для гладких, например, синусоидальных функций $m(t)$ выполнение условия (12) является

очевидным.

Очень медленные изменения функций $m(t)$ и $\xi(t)$ по сравнению с функцией $R_h(\tau)$ дают основание использовать понятие мгновенной (текущей, кратковременной) СПМ, практически неизменной на некотором характерном интервале постоянства значений этих функций. При этом при расчете мгновенной СПМ формально можно по переменной τ считать пределы интегрирования бесконечными.

Мгновенную спектральную плотность мощности нестационарного случайного процесса найдем, применив к корреляционной функции (10) обобщенную теорему Хинчина-Винера [5]

$$R_u(t, \tau, \bar{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} G_u(f, t, \bar{\lambda}) e^{j2\pi f \tau} df,$$

$$G_u(f, t, \bar{\lambda}) = \int_{-\infty}^{\infty} R_u(t, \tau, \bar{\lambda}) e^{-j2\pi f \tau} d\tau =$$

$$= | \dot{K}(j2\pi f) |^2 [1 + \xi(t)]^2 0,5 \times$$

$$\times \{ (N_{0s}(\bar{\lambda}) m^2(t) + N_{0опор} [1 - m(t)]^2 + N_{0n}) + N_{0p} \}. \quad (13)$$

Постановка и решение оптимизационной задачи

На интервале времени наблюдения $[0, T]$ необходимо найти оценки неизвестных параметров $\bar{\lambda}$ в общем случае и, конкретно, в частном случае оценки СПМ N_{0s} , $N_{0опор}$, N_{0n} (или температур T_s° , $T_{опор}^\circ$, T_n°), среди которых СПМ N_{0s} является основным неизвестным параметром, а СПМ $N_{0опор}$ – подлежащим контрольной проверке. При этом предполагается, что нестабильность коэффициента усиления радиометра $\xi(t)$ является медленно меняющейся функцией и практически постоянной на интервалах времени, равных периоду модуляции T_m .

Решение этой оптимизационной задачи находим в результате поиска максимума функционала правдоподобия, который для гауссовых стохастических процессов имеет вид [6]:

$$P[u(t) | \bar{\lambda}] =$$

$$= k(\bar{\lambda}) \exp \left\{ -\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T u(t_1) W(t_1, t_2, \bar{\lambda}) u(t_2) dt_1 dt_2 \right\}, \quad (14)$$

где $W(t_1, t_2, \bar{\lambda})$ – обратная корреляционная функция. Находится эта функция из интегрального уравнения обращения

$$\int_0^T R(t_1, t_2, \bar{\lambda}) W(t_2, t_3, \bar{\lambda}) dt_2 = \delta(t_1 - t_3). \quad (15)$$

Множитель

$$k(\bar{\lambda}) = \lim_{\substack{N \rightarrow \infty \\ \Delta t \rightarrow 0}} (\sqrt{2\pi |R_{ik}|})^{-1}, \quad i, k = \overline{1, N},$$

где $|R_{ik}|$ – определитель корреляционной матрицы дискретизованного с интервалом Δt случайного процесса $u(t)$ [6].

Дифференцируя логарифм функционала правдоподобия, заданного выражением (14), по оцениваемым параметрам λ_μ , приравнявая результаты к нулю и переходя в частотную область, получим систему уравнений правдоподобия [7]

$$-\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^T \left[\partial G_u(f, t_1, \bar{\lambda}) / \partial \lambda_\mu \right] G_u^{-1}(f, t_1, \bar{\lambda}) dt_1 df -$$

$$-\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^T \int_0^T \left[\partial G_u(f, t_1, \bar{\lambda}) / \partial \lambda_\mu \right] G_u^{-2}(f, t_1, \bar{\lambda}) \times$$

$$\times u(t_1) u(t_2) e^{-j2\pi f(t_1 - t_2)} dt_1 dt_2 df = 0. \quad (16)$$

Нетрудно показать, что в этих уравнениях левые их части равны математическим ожиданиям правых. Правые части – это неусредненные части левых. Между ними знак равенства следует рассматривать как знак приравнивания, а правые части рассматривать только лишь как оценки левых. Как будет видно из дальнейших преобразований и исследований этих уравнений, они в общем виде определяют структуру алгоритмов обработки сигналов и структуру синтезируемого радиометра.

После выполнения операций дифференцирования по укрупненным параметрам $\bar{\lambda}^T = \|\lambda_1 = N_{0s}, \lambda_2 = N_{0опор}, \lambda_3 = N_{0n}\|$ в уравнении правдоподобия (14) и учета (13), получим систему уравнений для оценок N_{0s} и $N_{0опор}$ и N_{0n} для соответствующих периодов функции модуляции модулирующей функции $m(t)$ в виде меандра.

Уравнение канала оценки N_{0s}

$$\int_0^T \int_{-\infty}^{\infty} \left| \dot{K}_{опт(s)}(f, t, \bar{\lambda}) \right|^2 m^2(t) [1 + \xi(t)]^2 G_u(f, t, \bar{\lambda}) df dt$$

$$= \int_0^T \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h_{опт(s)}(t, \tau) m(\tau) [1 + \xi(\tau)] u(\tau) d\tau \right\}^2 dt \approx$$

$$\approx \int_0^T \left\{ m(t) [1 + \xi(t)] \int_{-\infty}^{\infty} h_{опт(s)}(t, \tau) u(\tau) d\tau \right\}^2 dt =$$

$$= \int_0^T m(t)^2 [1 + \xi(t)]^2 \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h_{опт(s)}(t, \tau) u(\tau) d\tau \right\}^2 dt, \quad (17)$$

где

$$h_{опт(s)}(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}_{опт(s)}(f, t, \bar{\lambda}) e^{j2\pi f \tau} df \quad (18)$$

– импульсная характеристика оптимального (нестационарного) фильтра канала N_{0s} ,

$$|\dot{K}_{\text{опт}(s)}(f, t, \bar{\lambda})|^2 = |\dot{K}(j2\pi f)|^2 |\dot{K}_{\text{инв}(s)}(f, t, \bar{\lambda})|^2 \quad (19)$$

квадратом модуля изменяющейся во времени амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) оптимального нестационарного фильтра канала оценки N_{0s} ,

$$|\dot{K}_{\text{инв}(s)}(f, t, \bar{\lambda})| = [G_u(f, t, \bar{\lambda}) / (N_{0s}/2)]^{-1}.$$

Первый множитель (19) соответствует согласованной фильтрации колебаний $u(t)$, энергетический спектр полезной составляющей которых имеет форму функции $|\dot{K}(j2\pi f)|^2$, а множитель $|\dot{K}_{\text{инв}(s)}(f, t, \bar{\lambda})|$ – коэффициента передачи инверсного фильтра, АЧХ которого обратная $|\dot{K}(j2\pi f)|$, изменяется во времени и адаптивным образом зависит от СПМ полезного, опорного и помехового процессов.

Вид уравнения (17) указывает на необходимость введения операций умножения наблюдаемого сигнала $u(t)$ на модулирующую функцию $m(t)$ и неизвестную функцию неустойчивости коэффициента усиления $1 + \xi(t)$. Формула (17) указывает на то, что на эти сравнительно весьма низкочастотные функции сигнал $u(t)$ можно умножить как до его фильтрации, так и после. В свою очередь выражение (17) указывает на то, что на квадраты этих функций можно умножить сигнал после его возведения в квадрат (квадратичного детектирования). Это отражено в виде трех вариантов правых частей в уравнении (17).

Уравнение канала оценки $N_{0\text{опор}}$

$$\begin{aligned} & \int_0^T \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_{\text{опт}(опор)}(f, t, \bar{\lambda})|^2 [1 - m(t)]^2 \times \\ & \times [1 + \xi(t)]^2 G_u(f, t, \bar{\lambda}) df dt = \\ & = \int_0^T \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h_{\text{опт}(опор)}(t, \tau) [1 - m(\tau)] [1 + \xi(\tau)] u(\tau) d\tau \right\}^2 dt \approx \\ & \approx \int_0^T \left\{ [1 - m(t)] [1 + \xi(t)] \int_{-\infty}^{\infty} h_{\text{опт}(опор)}(t, \tau) u(\tau) d\tau \right\}^2 dt = \\ & = \int_0^T [1 - m(t)]^2 [1 + \xi(t)]^2 \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h_{\text{опт}(опор)}(t, \tau) u(\tau) d\tau \right\}^2 dt, \end{aligned} \quad (20)$$

где

$$h_{\text{опт}(опор)}(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}_{\text{опт}(опор)}(f, t, \bar{\lambda}) e^{j2\pi f \tau} df \quad (21)$$

– импульсная характеристика оптимального (нестационарного) фильтра канала $N_{0\text{опор}}$,

$$|\dot{K}_{\text{опт}(опор)}(f, t, \bar{\lambda})|^2 = |\dot{K}(j2\pi f)|^2 |\dot{K}_{\text{инв}(опор)}(f, t, \bar{\lambda})|^2$$

– квадрат модуля изменяющейся во времени АЧХ оптимального нестационарного фильтра канала оценки $N_{0\text{опор}}$, где АЧХ инверсного фильтра

$$|\dot{K}_{\text{инв}(опор)}(f, t, \bar{\lambda})| = [G_u(f, t, \bar{\lambda}) / (N_{0\text{опор}}/2)]^{-1}. \quad (22)$$

Уравнение канала оценки N_{0n}

$$\begin{aligned} & \int_0^T \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_{\text{опт}(n)}(f, t, \bar{\lambda})|^2 [1 + \xi(t)]^2 G_u(f, t, \bar{\lambda}) df dt = \\ & = \int_0^T \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h_{\text{опт}(n)}(t, \tau) [1 + \xi(\tau)] u(\tau) d\tau \right\}^2 dt \approx \\ & \approx \int_0^T \left\{ [1 + \xi(t)] \int_{-\infty}^{\infty} h_{\text{опт}(n)}(t, \tau) u(\tau) d\tau \right\}^2 dt = \\ & = \int_0^T [1 + \xi(t)]^2 \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h_{\text{опт}(n)}(t, \tau) u(\tau) d\tau \right\}^2 dt, \end{aligned} \quad (23)$$

где

$$h_{\text{опт}(n)}(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{K}_{\text{опт}(n)}(f, t, \bar{\lambda}) e^{j2\pi f \tau} df$$

– импульсная характеристика оптимального (нестационарного) фильтра канала N_{0n} ,

$$|\dot{K}_{\text{опт}(n)}(f, t, \bar{\lambda})|^2 = |\dot{K}(j2\pi f)|^2 |\dot{K}_{\text{инв}(n)}(f, t, \bar{\lambda})|^2$$

– квадрат модуля изменяющейся во времени АЧХ оптимального нестационарного фильтра канала оценки $N_{0\text{опор}}$, где АЧХ инверсного фильтра

$$|\dot{K}_{\text{инв}(n)}(f, t, \bar{\lambda})|^2 = \left[\frac{G_u(f, t, \bar{\lambda})}{N_{0n}/2} \right]^{-1}. \quad (24)$$

Вид АЧХ оптимальных фильтров адаптивны и весьма сложным образом зависят от взаимных соотношений СПМ полезного, опорного, помехового и регуляризирующего случайных процессов, а также изменений во времени модулирующей функции $m(t)$ и функции $\xi(t)$. Коэффициенты передачи инверсных фильтров должны во времени изменяться синхронно с изменениями функций $m(t)$ и $1 - m(t)$ поочередно в соответствующих периодах, влияя на вид АЧХ во времена прохождения полезного и опорного сигналов. При этом еще этими же функциями $m(t)$ и $1 - m(t)$ дополнительно происходит стробирование соответствующих каналов.

Отметим, что если $N_{op} = 0$, то применяя в этом идеальном случае инверсный фильтр, позволительно полосу расширить до бесконечности. По своему внешнему математическому представлению передаточные характеристики всех оптимальных фильтров с точностью до постоянных коэффициентов одинаковы. Это следует из равенств

$$\begin{aligned} \frac{|\dot{K}(j2\pi f)|^2}{G_u^2(f, t, \bar{\lambda})} &= (2/N_{0s})^2 |\dot{K}_{opt(s)}(f, t, \bar{\lambda})|^2 = \\ &= (2/N_{0опор})^2 |\dot{K}_{opt(опор)}(f, t, \bar{\lambda})|^2 = \\ &= (2/N_{0n})^2 |\dot{K}_{opt(n)}(f, t, \bar{\lambda})|^2. \end{aligned} \quad (25)$$

Отсюда находим, что

$$\begin{aligned} \dot{K}_{opt(опор)}(f, t, \bar{\lambda}) &= K_{опор} \dot{K}_{opt(s)}(f, t, \bar{\lambda}), \\ K_{опор} &= (N_{0опор} / N_{0s})^2, \\ \dot{K}_{opt(n)}(f, t, \bar{\lambda}) &= K_n \dot{K}_{opt(s)}(f, t, \bar{\lambda}), \\ K_n &= (N_{0n} / N_{0s})^2. \end{aligned} \quad (26)$$

Конкретизируем полученные уравнения для модулирующей функции $m(t)$ в виде меандра. В этом случае синтезируемый радиометр является устройством с временным разделением каналов, которое обеспечивается их поочередной коммутацией функциями $m(t)$ и $1-m(t)$. Умножив и разделив подынтегральные функции в левых частях уравнений (17), (20) и (23), получим алгоритмы обработки сигналов в модуляционном радиометре

$$Y_{опор} = T_{опор}^\circ, \quad (27)$$

$$\begin{aligned} Y_{вых(s)} &= \int_0^T \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h_{opt(s)}(t, \tau) m(\tau) [1 + \xi(\tau)] u(\tau) d\tau \right\}^2 dt = \\ &= \frac{\alpha \hat{T}_s^\circ}{2} + \frac{\alpha \hat{T}_n^\circ}{2}, \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned} Y_{вых(опор)} &= \\ &= \int_0^T \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h_{opt(s)}(t, \tau) [1 - m(\tau)] [1 + \xi(\tau)] u(\tau) d\tau \right\}^2 dt = \\ &= \frac{\alpha \hat{T}_{опор}^\circ}{2} + \frac{\alpha \hat{T}_n^\circ}{2}, \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} Y_{вых(n)} &= \int_0^T \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h_{opt(s)}(t, \tau) [1 + \xi(\tau)] u(\tau) d\tau \right\}^2 dt = \\ &= \frac{\alpha \hat{T}_s^\circ}{2} + \frac{\alpha \hat{T}_{опор}^\circ}{2} + \alpha \hat{T}_n^\circ, \\ \alpha &= 0,5k_B \Delta F_{s1}(\bar{\lambda}), \end{aligned} \quad (30)$$

$$\Delta F_{s1}(\bar{\lambda}) = [1 + \xi(t)]^4 \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}_{opt(s)}(f, t, \bar{\lambda})|^2 |\dot{K}(j2\pi f)|^2 df.$$

Здесь $Y_{вых}$ – выходные сигналы соответствующих каналов, “ \wedge ” – знак оценки измеряемых величин.

Эти уравнения дополнены заранее известным, обеспечиваемым калибровкой, значением шумовой температуры опорного источника $T_{опор}^\circ$. Вычитая из второго уравнения (28) третье, и прибавляя к полученной разности первое (29), находим,

$$\hat{T}_s^\circ = \frac{Y_{вых(s)} - Y_{вых(опор)}}{\alpha} + T_{опор}^\circ = \Delta \hat{T}_s^\circ + T_{опор}^\circ. \quad (31)$$

Следует отметить, что четвертое уравнение (30) является избыточным и соответствующий канал можно вводить в схему радиометра лишь для контроля его калибровки. Особо следует подчеркнуть, что принятые сигналы $u(t)$ умножаются на функции нестабильности $1 + \xi(t)$, а также эти функции включены в знаменатели коэффициентов передачи инверсных фильтров. В целом происходит компенсация этих нестабильностей. Однако эти функции неизвестны заранее. Поэтому, их следует либо оценивать (измерять) в процессе работы радиометра, либо исключить из алгоритмов. Исключив функцию $1 + \xi(t)$ последовательно из уравнения наблюдения (4), корреляционной функции (10), энергетического спектра (13), уравнения правдоподобия (16), алгоритмов (28), (29), (30) и др., получаем оптимальные алгоритмы функционирования радиометра со стабильным коэффициентом усиления. Применение этого алгоритма при наличии нестабильности позволяет компенсировать лишь внутренний шум $n(t)$, но влияние нестабильности не устраняет. В случае, если радиометр построен по алгоритмам для стабильного коэффициента усиления, а на самом деле он не стабилен и в уравнении наблюдения и, соответственно, в корреляционной функции и энергетическом спектре множитель $1 + \xi(t)$ присутствует (но не в алгоритмах) и, кроме того, по результатам калибровки известна температура внутреннего шума T_n° , то можно предложить операцию деления [8] выходных сигналов $Y_{вых(s)}$ и $Y_{вых(опор)}$,

$$\begin{aligned} \frac{Y_{вых(s)}}{Y_{вых(опор)}} &= \frac{0,5\alpha \hat{T}_s^\circ + 0,5\alpha \hat{T}_n^\circ}{0,5\alpha \hat{T}_{опор}^\circ + 0,5\alpha \hat{T}_n^\circ} = \\ &= \frac{(\Delta \hat{T}_s^\circ + \hat{T}_{опор}^\circ) + \hat{T}_n^\circ}{\hat{T}_{опор}^\circ + \hat{T}_n^\circ} = \frac{\Delta \hat{T}_s^\circ}{\hat{T}_{опор}^\circ + \hat{T}_n^\circ} + 1, \end{aligned} \quad (32)$$

$$\Delta \hat{T}_s^\circ = \left[\frac{Y_{\text{ВЫХ}}(s)}{Y_{\text{ВЫХ}}(\text{опор})} - 1 \right] (\hat{T}_{\text{опор}}^\circ + \hat{T}_n^\circ). \quad (33)$$

При выполнении операции деления множитель α в (32), характеризующий нестабильность коэффициента усиления, сокращается. Эта оценка была получена в работах [8] и позволяет определить абсолютное значение $\Delta \hat{T}_s^\circ$ в случае наличия калиброванного значения T_n° .

Вариант полной схемы синтезированного радиометра, соответствующая уравнениям (27) - (30) и в, частности, (32), (33), показан на рис. 2.

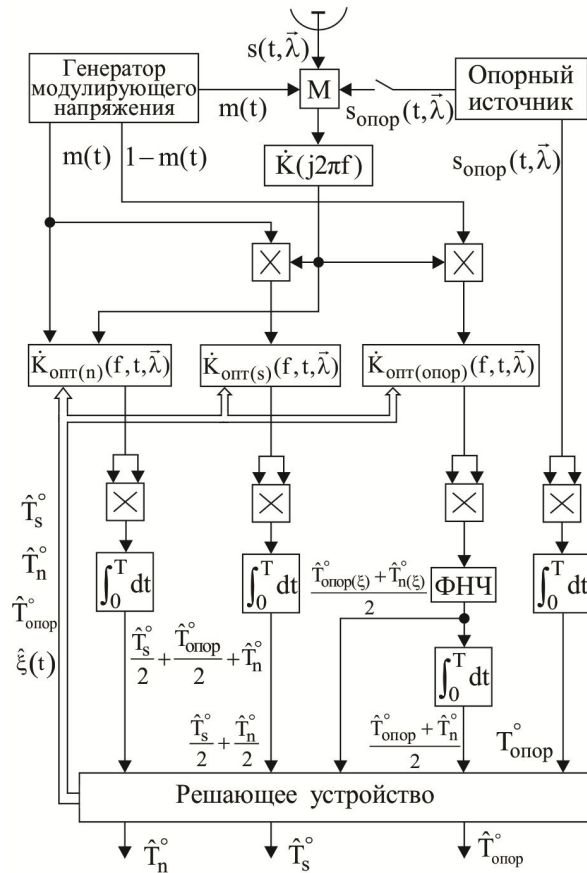


Рис. 2. Многоканальная схема синтезированного оптимального модуляционного радиометра

Как было уже отмечено, фильтры $h_{\text{опт}}(t, \tau)$ могут быть поставлены как в тракте суммарного сигнала, так и в отдельных каналах, как до модуляторов, так и после. Модуляторы в отдельных каналах могут быть включенными как до квадраторов, так и после. Учесть нестабильность можно, например, измеряя отношение

$$[1 + \xi(t)]^2 \approx \frac{\hat{T}_{\text{опор}}^\circ(\xi) + \hat{T}_n^\circ(\xi)}{\hat{T}_{\text{опор}}^\circ + \hat{T}_n^\circ},$$

и, используя его как сигналы управления, изменять коэффициенты передачи каждого из каналов радиометра по цепям обратных связей. Вычислять $\hat{T}_{\text{опор}}^\circ(\xi) + \hat{T}_n^\circ(\xi)$ необходимо не на полном интервале усреднения $(0, T)$, а на последовательности более коротких интервалов, на которых функция $1 + \xi(t)$ является практически постоянной величиной. Эту операцию можно осуществить в фильтре нижних частот (ФНЧ) с соответствующей постоянной времени, включенным перед интегратором.

Расчет предельных погрешностей оценок параметров

Для определения предельной погрешности оценки только одного параметра N_{0s} (или T_s°) рассчитаем единственный элемент матрицы Фишера

$$\Phi_{N_{0s}} = -\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_0^T \frac{\partial}{\partial \lambda_\mu} G_u(f, t, \lambda) \frac{\partial}{\partial \lambda_\nu} G_u^{-1}(f, t, \lambda) df dt. \quad (34)$$

Подставив выражение (13) в формулу для элемента матрицы Фишера, находим предельное СКО, определяющее потенциальную флуктуационную чувствительность оценок параметров N_{0s} и T_s°

$$\sigma_{N_{0s}} = \sqrt{(\Phi_{N_{0s}})^{-1}} = \frac{2(N_{0s} + N_{0n})}{\sqrt{T \Delta F_{GW}}}, \quad (35)$$

$$\sigma_{T_s^\circ} = \frac{2(T_s^\circ + T_n^\circ)}{\sqrt{T \Delta F_{GW}}},$$

где

$$\Delta F_{GW} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\dot{K}(j2\pi f)|^4}{\left\{ |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + \gamma \right\}^2} df$$

– эффективная ширина спектра СПМ процесса $u(t)$, прошедшего согласованный фильтр с АЧХ $|\dot{K}(j2\pi f)|$ и инверсный (декоррелирующий) фильтр с АЧХ $\left\{ |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + \gamma \right\}^{-1}$, $\gamma = N_{0p} / (N_{0s} + N_{0n})$.

Заключение

Синтезирован оптимальный СШП модуляционный радиометр на основе современной теории оптимальных статистических решений и оценок параметров вероятностных распределений. В схему оптимального радиометра включены согласованные и оптимальные адаптивные декоррелирующие фильтры. Сам радиометр построен по многоканальной схеме. АЧХ оптимальных фильтров адаптивным

образом зависит от взаимных соотношений СПМ полезного, опорного, помехового и регуляризирующего случайных процессов, а также изменений во времени модулирующей функции $m(t)$ и функции $\xi(t)$, характеризующей нестабильность коэффициента усиления. Разработана структурная схема полученного алгоритма и получены выражения для потенциальной флуктуационной чувствительности оценок параметров N_{0s} и T_s^0 .

Литература

1. Михайлов, В. Ф. *Микроволновая спутниковая аппаратура дистанционного зондирования Земли* : учеб. пособие [Текст] / В. Ф. Михайлов, И. В. Брагин, С. И. Брагин. – СПб. : СПбГУАП, 2003. – 404 с.
2. Dicke, R. H. *The Measurement of Thermal Ra-*

diation at Microwave Frequencies [Text] / R. H. Dicke // Review of Scientific Instruments. – 1946. – Vol. 17. – P. 268–275.

3. Левин, Б. П. *Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1 [Текст] / Б. П. Левин. – М. : Советское радио, 1969. – 752 с.*

4. *Вопросы статистической теории радиолокации. Т. 1 [Текст] / П. А. Бакут [и др.]; под ред. Г. П. Тартаковского. – М. : Советское радио, 1963. – 424 с.*

5. Волосяк, В. К. *Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации [Текст]: монография / В. К. Волосяк, В. Ф. Кравченко; под ред. В. Ф. Кравченко. – М. : Физматлит, 2008. – 704 с.*

6. Павликов, В. В. *Статистический синтез оптимальной структуры сверхширокополосного радиометра модуляционно-компенсационного типа [Текст] / В. В. Павликов // Физические основы приборостроения. – 2011. – Т. 1, № 1. – С. 132–142.*

Поступила в редакцию 1.09.2013, рассмотрена на редколлегии 11.06.2014

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

СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНОГО НАДШИРОКОСМУГОВОГО МОДУЛЯЦІЙНОГО РАДІОМЕТРА

В. К. Волосяк, В. В. Павліков, С. С. Жила

Вирішено задачу синтезу оптимального алгоритму обробки сигналів у радіометрі з нестабільним коефіцієнтом підсилення та надширокопосмуговим входним трактом приймача. У якості моделі додетекторної частини радіометра обрано модуляційну схему з періодичним відключенням корисного сигналу від входу приймача та введенням шумового сигналу еталонного джерела. Розроблено багатоканальну структурну схему оптимального модуляційного радіометра, яка оцінює як головний параметр – радіояскравістну температуру джерела випромінювання, так і окремі – радіояскравістні температури еталонного сигналу та внутрішнього шуму, які використовують для коректної інтерпретації результатів вимірювання. Розраховано потенційну флуктуаційну чутливість синтезованого алгоритму.

Ключові слова: оптимізація, модуляційний радіометр, нестабільність коефіцієнта підсилення, потенційна флуктуаційна чутливість.

OPTIMAL ULTRAWIDEBAND CHOPPER RADIOMETER SYNTHESIS

V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov, S. S. Zhyla

The problem of signal processing optimal algorithm synthesis in the radiometer with unstable gain coefficient and ultrawideband receiver entrance path is solved. As model of radiometer predetection part the modulation scheme with periodic disconnection of the desire signal from an entrance of the receiver and introduction of a noise signal of a reference source is chosen. The multichannel block diagram of the optimal chopper radiometer estimating the radio brightness temperature of a studied source as key parameter, and the radio brightness temperatures of a reference signal and the internal noise as private parameters is designed. The private parameters are used for correct interpretation of measurement results. Potential fluctuation sensitivity of the synthesized algorithm is calculated.

Key words: optimization, chopper radiometer, unstable gain coefficient, potential fluctuation sensitivity.

Волосяк Валерій Константинович – д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры проектирования радиоэлектронных устройств, систем и комплексов, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина, e-mail: valeriy_volosyuk@mail.ru.

Павликов Владимир Владимирович – д-р техн. наук, доцент кафедры проектирования радиоэлектронных устройств, систем и комплексов, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина, e-mail: pavlikov_kharkov@mail.ru.

Жила Семён Сергеевич – аспирант кафедры проектирования радиоэлектронных устройств, систем и комплексов, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина, e-mail: zhyla@email.ua.