

УДК 621.396

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

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

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ КОМПЕНСАЦИОННОГО РАДИОМЕТРА

*В работе получены формулы флуктуационной чувствительности на основе применения традиционного преобразования Фурье, оперирующего с двухсторонними амплитудно-частотными характеристиками и спектрами, расположенными как в области положительных, так и в области отрицательных частот. Формулы чувствительности выведены для двух случаев, когда додетекторная часть радиометра является аperiodической и частотно-избирательной. Приведены примеры измерения формул чувствительности в зависимости от конкретных амплитудно-частотных характеристик додетекторной частей радиометров и от вида интегрирующих устройств.*

**Ключевые слова:** чувствительность, компенсационный радиометр, амплитудно-частотная характеристика, интегрирующее устройство.

### Введение

Радиометры – это приемники собственного радиотеплового излучения различных объектов, предназначенные для измерения их яркостных температур. Они широко применяются в радиоастрономии, радиотеплолокации, дистанционном зондировании, медицине, метеорологии и др. [1–4]. Как и всякие радиоприемные устройства, радиометры характеризуются одним из главных показателей – чувствительностью. Однако, в отличие от приемников информационных сигналов, генерируемых передающими устройствами, радиометрические приемники принимают шумовые сигналы, являющиеся собственным радиотепловым излучением нагретых тел. В связи с этим определение их чувствительности несколько отличается от соответствующих определений, принятых при рассмотрении радиоприемных устройств, использующихся в системах передачи информации, связи и активной радиолокации [5].

Определению и расчету чувствительности посвящено много работ. Однако, на наш взгляд, в этих работах недостаточно четко даны математические пояснения, касающиеся исходных данных и определений, особенностей перехода от двухсторонних спектров к односторонним, указаний по применению различных нормировочных коэффициентов в преобразованиях Фурье и формулах теоремы Хинчина-Винера. Часто отсутствуют необходимые пояснения промежуточных результатов, имеющих принципиальное значение, что затрудняет однозначную и безошибочную интерпретацию конечных формул.

В данной статье предпринята попытка строгого теоретического обоснования формул, определяющих

чувствительность радиометра, с целью исключения неоднозначности их интерпретации. Расчеты выполнены в соответствии с классической теорией преобразований Фурье, в которой базисными функциями являются комплексные экспоненты, спектры и коэффициенты передачи  $\dot{K}(j2\pi f)$  рассматриваются как двухсторонние, т.е. они расположены как в области положительных, так и в области отрицательных частот. В отличие от реальных односторонних спектральных функций, расположенных в области положительных частот, двухсторонние функции  $G_u(f)$  и  $\dot{K}(j2\pi f)$  иногда называют “математическими” [6]. Работа со спектрами и коэффициентами передачи лишь в области положительных частот [2, 7] требует корректного перехода от преобразований Фурье, имеющих традиционно комплексную форму, к их вещественным аналогам. Как правило, она сопровождается более громоздкими математическими выкладками и не всегда является оправданной, т.к. большинство теорем спектрального анализа (теорема сдвига, теорема о свертке и др.) разработаны для общепринятых форм представления интегралов Фурье. Кроме того, некоторые математические определения понятий, в частности, определения понятия “эффективная полоса пропускания приемника”, могут отличаться с точностью до коэффициентов “2” или “4”, что связано с рассмотрением спектральных амплитудных и энергетических функций либо в частотном интервале  $f \in (-\infty, \infty)$ , либо в интервале  $f \in (0, \infty)$ . Могут отличаться нормировочные коэффициенты в прямом и обратном преобразовании Фурье, а также нормировочные коэффициенты в формулах, составляющих содержание теоремы Хинчина-Винера [6, 8].

Это в свою очередь приводит к соответствующим различиям в формулах, определяющим чувствительность радиометра, и, если в первоисточнике нет необходимых пояснений, то к ошибкам интерпретации полученных выражений. Переход к реальным односторонним спектрам может быть целесообразен лишь на конечном этапе решения задачи.

Целью данной работы является теоретическое обоснование определения параметра чувствительности, а также рассмотрение частных случаев его использования как для регистрации абсолютного значения радиояркой температуры исследуемого объекта, так и для регистрации приращений температуры и радиоярких контрастов. Нормировочные множители в применяемых ниже преобразованиях Фурье и формулах теоремы Хинчина-Винера здесь используются в наиболее распространенном (традиционном) виде:

$$G(f) = F[R(\tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau,$$

$$R(\tau) = F^{-1}[G(f)] = \int_{-\infty}^{\infty} G(f) e^{j2\pi f\tau} df =$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(f) e^{j\omega\tau} d\omega, \quad \omega = 2\pi f,$$

где  $R(\tau)$  и  $G(f)$  – корреляционная функция и энергетический спектр стационарного случайного процесса,  $F$  – знак преобразования Фурье. Эти функции являются четными, что в принципе позволяет перейти к одностороннему спектру и записать их в вещественной форме. Однако, на наш взгляд, решать поставленную задачу целесообразно с использованием традиционных формул Фурье.

### Исходные соотношения

Радиометры обычно обнаруживают и измеряют приращения температур и контрасты, которые пропорциональны соответствующим приращениям средней мощности радиотеплового излучения. Если рассматривать тепловое излучение как случайный процесс с нулевым математическим ожиданием, то его дисперсия, пропорциональная средней мощности и часто просто называемая средней мощностью (выделяемой на сопротивлении в 1 Ом), определяется выражением

$$\sigma^2 = P_{cp} = \langle u^2(t) \rangle, \quad (1)$$

где  $\langle \cdot \rangle$  – знак статистического (по ансамблю реализаций) усреднения.

Для эргодических процессов усреднение по ансамблю реализаций совпадает с усреднением по времени

$$P_{cp} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u^2(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} G_u(f) df. \quad (2)$$

Полагаем здесь, что процесс  $u(t)$  является стационарным и эргодическим с энергетическим спектром (спектральной плотностью мощности)  $G_u(f)$ . Предположение эргодичности не является существенным, т.к. решение задачи измерения мощности (например, в оптимизационной постановке) в конечном итоге все равно приводит к необходимости формирования интеграла вида

$$\hat{P}_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt, \quad (3)$$

который в дальнейшем будем называть *оценкой* средней мощности.

В данной статье будет приведен расчет чувствительности простейшего из радиометрических приемников – компенсационного радиометра, схема которого показана на рис. 1.

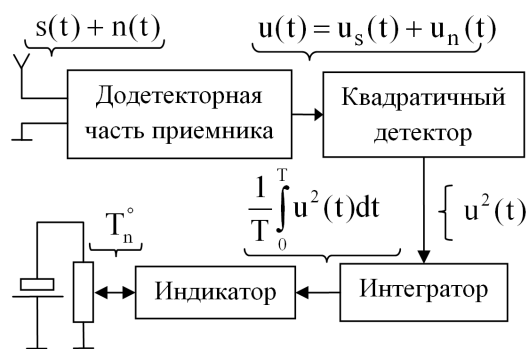


Рис. 1. Компенсационный радиометр

Полагаем, что моделью принимаемых колебаний на входе приемника является аддитивная смесь полезного сигнала  $s(t)$  и шума  $n(t)$ ,

$$\xi(t) = s(t) + n(t). \quad (4)$$

Полезный сигнал  $s(t)$  является случайным процессом типа белого шума с нулевым средним,  $\langle s(t) \rangle = 0$ , с двухсторонней спектральной плотностью мощности

$$G_s(f) = N_{0s} / 2 \quad (5)$$

и корреляционной функцией вида

$$R_s(\tau) = \frac{N_{0s}}{2} \delta(\tau). \quad (6)$$

Шум  $n(t)$  является внутренним шумом приемника, приведенным (пересчитанным) ко входу приемника, и также полагается белым с энергетическим спектром и корреляционной функцией вида

$$G_n(f) = \frac{N_{0n}}{2}, \quad R_n(\tau) = \frac{N_{0n}}{2} \delta(\tau). \quad (7)$$

Среднее значение шума  $\langle n(t) \rangle = 0$ . Процессы  $s(t)$  и  $n(t)$ , очевидно, являются статистически независимыми.

Модель наблюдения (4) является простейшей. В более сложном случае на вход приемника поступают шумовые колебания внешнего фона и антенны, которые также можно считать белым. Их учет принципиального значения не имеет, поэтому ограничимся лишь использованием уравнения наблюдения (4).

Додетекторная часть приемника, которую часто называют линейной частью, может быть выполнена по любой из классических схем приемных устройств прямого усиления или супергетеродинного типа. Как единое целое она характеризуется коэффициентом передачи  $\dot{K}(j2\pi f)$ . Представление процессов  $s(t)$  и  $n(t)$  белыми шумами является оправданным, т.к. в пределах полосы пропускания приемника их спектральная плотность мощности практически постоянна.

Естественно, что приемник обладает усилением  $K_0$  принятого сигнала на некоторой средней (или резонансной) частоте  $f_0$ . Поскольку внутренний шум пересчитан ко входу радиометра, а выход калибруется в единицах температуры излучающего объекта, то при определении чувствительности величину  $K_0$  можно не учитывать. В дальнейшем целесообразно оперировать с нормированным коэффициентом передачи  $\dot{K}(j2\pi f)$ , полагая, что  $\dot{K}(j2\pi f_0) = 1$  для избирательных (резонансных) усилителей и  $\dot{K}(0) = 1$  – для аperiodических.

В формуле (3)

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h_d(\tau) \xi(t - \tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h_d(\tau) [s(t - \tau) + n(t - \tau)] d\tau = u_s(t) + u_n(t) - \quad (8)$$

сигнал, наблюдаемый на выходе додетекторной части приемника,  $h_d(t)$  – импульсная характеристика этой части, являющаяся преобразованием Фурье функции  $\dot{K}(j2\pi f)$

$$h_d(t) = F^{-1} [\dot{K}(j2\pi f)]. \quad (9)$$

С помощью квадратичного детектора и интегратора в радиометре формируется оценка средней мощности (дисперсии) в соответствии с формулой (3). Оценка средней мощности, в отличие от непосредственно самой средней мощности, является случайной величиной. Они будут равны друг другу лишь при  $T = \infty$ .

Средняя мощность (дисперсия) процесса  $u(t)$  на выходе додетекторной части приемника определяется формулами (1), (2). Для суммы полезного излучения и помехи она равна:

$$P_{cp} = \langle u^2(t) \rangle = \langle (u_s(t) + u_n(t))^2 \rangle = \langle (u_s(t))^2 \rangle + \langle (u_n(t))^2 \rangle = P_{s_{cp}} + P_{n_{cp}}. \quad (10)$$

Здесь, в силу независимости процессов  $s(t)$  и  $n(t)$ , взаимная корреляционная функция  $\langle s(t)n(t) \rangle = 0$ .

Соответственно энергетический спектр

$$G_u(f) = G_{u_s}(f) + G_{u_n}(f) = |\dot{K}(j2\pi f)|^2 [G_s(f) + G_n(f)] = \frac{N_{0s}}{2} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 + \frac{N_{0n}}{2} |\dot{K}(j2\pi f)|^2. \quad (11)$$

Энергетические спектры  $N_{0\xi}$ ,  $N_{0s}$ ,  $N_{0n}$  и эквивалентные им шумовые температуры связаны соотношением

$$N_{0\xi} = N_{0s} + N_{0n} = kT_{\xi}^{\circ} = k(T_s^{\circ} + T_n^{\circ}), \quad (12)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана.

Температуру  $T_s^{\circ}$  полезного сигнала, принятого от внешнего источника, подлежащего исследованию, будем называть яркостной.

С учетом выражений (11) и (12) формула (2) для средней мощности случайных процессов на выходе додетекторной части приемника примет вид

$$P_{cp} = P_{s_{cp}} + P_{n_{cp}} = \frac{N_{0s} + N_{0n}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 df = N_{0s} \Delta f + N_{0n} \Delta f = kT_s^{\circ} \Delta f + kT_n^{\circ} \Delta f, \quad (13)$$

где

$$\Delta f = 2\Delta f = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 df = 2 \int_0^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 df \quad (14)$$

– эквивалентная полоса пропускания приемника, АЧХ  $|\dot{K}(j2\pi f)|$  – четная функция.

Таким образом, шумовая температура связана со средней мощностью случайного процесса на выходе радиометра соотношением

$$P_{cp} = P_{s_{cp}} + P_{n_{cp}} = kT_s^{\circ} \Delta f + kT_n^{\circ} \Delta f. \quad (15)$$

Средняя мощность внутренних шумов  $P_{n_{cp}}$  приемника или соответствующая его шумовая температура находятся при калибровке радиометра, заранее известны, и вычитаются при подаче на индикатор от калибровочного источника постоянного напряжения или тока (рис. 1).

Для определения и расчета чувствительности радиометра необходимо найти статистические характеристики (математическое ожидание и дисперсию) оценки средней мощности (3), которая в отличие от средней мощности (2) является случайной величиной.

Математическое ожидание оценки средней мощности процесса, формируемой на выходе интегратора равно

$$\langle \hat{P}_{cp} \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T \langle u^2(t) \rangle dt = P_{cp}. \quad (16)$$

Таким образом, оценку средней мощности можно представить в виде суммы

$$\hat{P}_{cp} = P_{cp} + \Delta P, \quad (17)$$

где  $\Delta P$  – случайное отклонение от математического ожидания,  $\langle \Delta P \rangle = 0$ . Назовем это отклонение недоусредненным остатком квадрата случайного процесса  $u^2(t)$ , обусловленным конечностью интервала интегрирования  $(0, T)$  (при усреднении на интервале  $t \in (-\infty, \infty)$  получим  $P_{cp}$  в соответствии с формулой (2)). В данном случае  $\Delta P$  является помеховой добавкой, содержащей недоусредненные остатки не только внутреннего шума, но и принятого полезного радиотеплового излучения. Именно наличие этой добавки  $\Delta P$  затрудняет обнаружение температурных контрастов или приращений температур, а ее среднеквадратическое отклонение определяет чувствительность радиометра.

Найдем дисперсию этого отклонения

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \langle (\hat{P}_{cp})^2 \rangle - \langle \hat{P}_{cp} \rangle^2 = \langle (\hat{P}_{cp})^2 \rangle - P_{cp}^2. \quad (18)$$

Первое слагаемое в правой части этого выражения

$$\begin{aligned} \langle (\hat{P}_{cp})^2 \rangle &= \frac{1}{T^2} \left\langle \left( \int_0^T u^2(t) dt \right)^2 \right\rangle = \\ &= \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T \langle u^2(t_1) u^2(t_2) \rangle dt_1 dt_2 = \\ &= \frac{1}{T^2} \int_0^T \int_0^T \langle u(t_1) u(t_1) u(t_2) u(t_2) \rangle dt_1 dt_2. \end{aligned}$$

Используя формулу для момента четвертого порядка гауссовского процесса с нулевым математическим ожиданием [8]

$$\begin{aligned} &\langle \xi(t_1) \xi(t_2) \xi(t_3) \xi(t_4) \rangle = \\ &= \langle \xi(t_1) \xi(t_2) \rangle \langle \xi(t_3) \xi(t_4) \rangle + \langle \xi(t_1) \xi(t_3) \rangle \langle \xi(t_2) \xi(t_4) \rangle + \\ &\quad + \langle \xi(t_1) \xi(t_4) \rangle \langle \xi(t_2) \xi(t_3) \rangle \end{aligned}$$

находим, что

$$\begin{aligned} \langle (\hat{P}_{cp})^2 \rangle &= P_{cp}^2 + \frac{2}{T^2} \int_0^T \int_0^T R^2(t_1 - t_2) dt_1 dt_2 = \\ &= P_{cp}^2 + \frac{2P_{cp}^2}{T^2} \int_0^T \int_0^T r^2(t_1 - t_2) dt_1 dt_2, \quad (19) \end{aligned}$$

где  $R(t_1 - t_2) = \langle u(t_1) u(t_2) \rangle$ ;

$r(t_1 - t_2) = R(t_1 - t_2) / P_{cp}$  – нормированная корреляционная функция ( $P_{cp} = R(0) = \sigma^2$ ,  $r(0) = 1$ ) процесса  $u(t)$ .

Выполнив замену переменных в двойном интеграле ( $t_1 - t_2 = \tau$ ,  $t_1, t_2 = t$ ), получим [8]:

$$\int_0^T \int_0^T r^2(t_1 - t_2) dt_1 dt_2 = T \int_{-T}^T \left( 1 - \frac{|\tau|}{T} \right) r^2(\tau) d\tau. \quad (20)$$

Ниже рассмотрим два случая. В первом полагаем, что усилитель в додетекторной части приемника является аperiодическим (широкополосным или сверхширокополосным), усиливающим в области положительных частот в полосе  $\Delta f$  от  $f = 0$  до некоторой граничной частоты  $f = f_{гр}$  (рис. 2). Во втором случае усилитель является избирательным, настроенным на частоту  $f_0 \gg \Pi_f = 2\Delta f$  (рис.3).

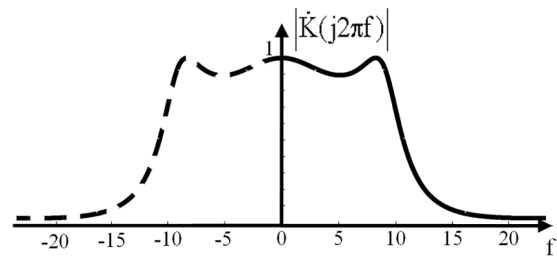


Рис. 2. АЧХ аperiодического радиометра

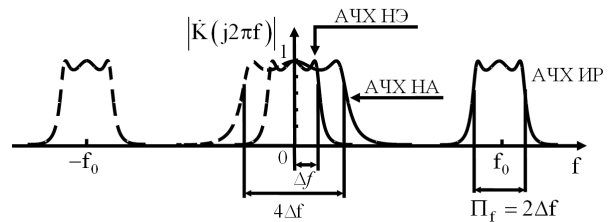


Рис. 3. АЧХ избирательного радиометра (АЧХ ИР), АЧХ низкочастотного эквивалента (АЧХ НЭ) и АЧХ низкочастотного аналога ИР (АЧХ НА)

Интеграл (14) в первом случае будет равен  $\Pi_f = 2\Delta f$ , во втором –  $2\Pi_f = 4\Delta f$ . В первом случае радиометр будем называть аperiодическим (АР), во втором – избирательным (ИР).

Соответствующие АЧХ обозначены на рисунках как АЧХ АР и АЧХ ИР.

### Чувствительность радиометров аperiодического типа

Рассмотрим первый случай, когда додетекторной частью приемника является аperiодический усилитель.

Если характерная ширина (характерный интервал) корреляционной функции  $\Delta\tau_1$  (время корреляции  $\Delta\tau_1 / 2$  [8])

$$\Delta\tau = \int_{-\infty}^{\infty} r(\tau)d\tau = 2 \int_0^{\infty} r(\tau)d\tau \quad (21)$$

значительно меньше интервала интегрирования  $T$ , что имеет место в большинстве практически интересных случаев, то приближенно можно считать пределы интегрирования бесконечными и выражение (20) представить в таком виде

$$\int_0^T \int_0^T r^2(t_1 - t_2)dt_1dt_2 \approx T \int_{-\infty}^{\infty} r^2(\tau) d\tau.$$

Тогда выражение (19) примет такой вид:

$$\langle (\hat{P}_{cp})^2 \rangle \approx P_{cp}^2 + \frac{2}{T} P_{cp}^2 \int_{-\infty}^{\infty} r^2(\tau) d\tau = P_{cp}^2 + \frac{2P_{cp}^2}{T} \Delta\tau_2, \quad (22)$$

$$\Delta\tau_2 = \int_{-\infty}^{\infty} r^2(\tau) d\tau = \alpha \Delta\tau \quad (23)$$

– характерная ширина функции  $r^2(\tau)$ . Функции  $r(\tau)$  и  $r^2(\tau)$  являются четными.

Связь времени  $\Delta\tau$  с полосой  $\Pi_f$  нетрудно установить, используя теорему Хинчина-Винера

$R(\tau) = F^{-1}\{G(f)\}$ . Тогда

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) d\tau &= R(0) \int_{-\infty}^{\infty} r(\tau) d\tau = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} F^{-1} \left\{ \frac{N_0}{2} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 \right\} d\tau = \frac{N_0}{2} |\dot{K}(0)|^2. \end{aligned}$$

Учитывая, что  $|\dot{K}(0)|=1$ , а

$$R(0) = \sigma^2 = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 df,$$

находим

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{\infty} r(\tau) d\tau &= \left( \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) d\tau \right) / R(0) = \\ &= \frac{\frac{N_0}{2} |\dot{K}(0)|^2}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 df} = \frac{1}{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 df}, \end{aligned}$$

т.е.,  $\Delta\tau = 1 / \Pi_f$ .

Времени  $\Delta\tau_2$  также соответствует некоторая эквивалентная полоса частот

$$\Pi_{f2} = \frac{1}{\Delta\tau_2} = \frac{1}{\alpha \Delta\tau} = \frac{\Pi_f}{\alpha}, \quad (24)$$

где  $\alpha$  – коэффициент пропорциональности между  $\Delta\tau_2$  и  $\Delta\tau$ .

По ширине функции  $r(\tau)$  и  $r^2(\tau)$ , а также соответствующие полосы частот сопоставимы или мало отличаются друг от друга. Степень различия между ними зависит от вида АЧХ, т.е. от вида  $|\dot{K}(j2\pi f)|$ , и при необходимости может быть рассчитана. Ниже будут приведены примеры расчетов величин  $\Delta\tau$ ,  $\Delta\tau_2$  и  $\alpha$  для простейших видов АЧХ.

Дисперсия оценки средней мощности на выходе интегратора заданная выражением (18) с учетом (10) будет равна

$$\begin{aligned} \sigma_{\Sigma}^2 &= \frac{2}{T} P_{cp}^2 \int_{-\infty}^{\infty} r^2(\tau) d\tau = \frac{2P_{cp}^2 \Delta\tau_2}{T} = \\ &= \frac{2P_{cp}^2}{T \Pi_{f2}} = \frac{2(P_{scp} + P_{ncp})^2}{T \Pi_{f2}} = (\sigma_s + \sigma_n)^2. \end{aligned} \quad (25)$$

Будем считать, что приращение уровня средней мощности, пропорциональное либо приращению яркостной температуры, обусловленное появлением источника излучения, подлежащего обнаружению, либо изменением температурного контраста отдельных областей исследуемого пространства или поверхности, будет замечено, если это приращение превысит величину

$$\Delta P_{cp \min} = \sigma_{\Sigma} = P_{cp} \sqrt{\frac{2\Delta\tau_2}{T}} = \frac{\sqrt{2} P_{cp}}{\sqrt{T \Pi_{f2}}} = \sigma_s + \sigma_n \quad (26)$$

или в единицах температуры

$$\Delta T_{\min} = T_{\xi}^{\circ} \sqrt{\frac{2\Delta\tau_2}{T}} = \frac{\sqrt{2} T_{\xi}^{\circ}}{\sqrt{T \Pi_{f2}}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{T \Pi_{f2}}} (T_s^{\circ} + T_n^{\circ}). \quad (27)$$

Эти выражения можно принять в качестве общих определений чувствительности радиометра, применимых, как будет показано ниже (при равенстве полос  $\Pi_f$  и с заменой  $r_{ог}(\tau) = r(\tau)$ ), как для аperiодических радиометров, так и для частотно-избирательных.

Для более корректных определений чувствительности целесообразно рассмотреть влияние каждой из компонент процесса  $u^2(t) = [u_s(t) + u_n(t)]^2$  отдельно и самого суммарного процесса  $u^2(t)$  на значения приращений (26), (27). Рассмотрим оценки средней мощности  $\hat{P}_{scp}(t)$ ,  $\hat{P}_{ncp}(t)$  и  $\hat{P}_{cp}(t)$  на выходе устройства скользящего интегрирования. Про-

стейшим устройством скользящего интегрирования является интегрирующий RC-фильтр, состоящий из последовательного соединения сопротивления R и емкости C (рис. 4). Расчет предельных погрешностей оценок параметров

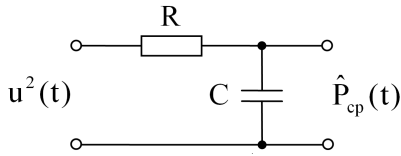


Рис. 4. Интегрирующий RC-фильтр

Качественно графики указанных оценок показаны на рис. 5.

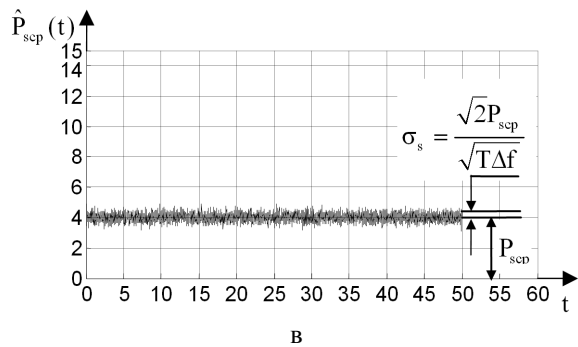
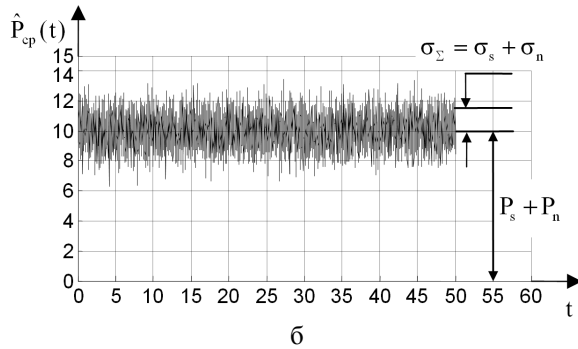
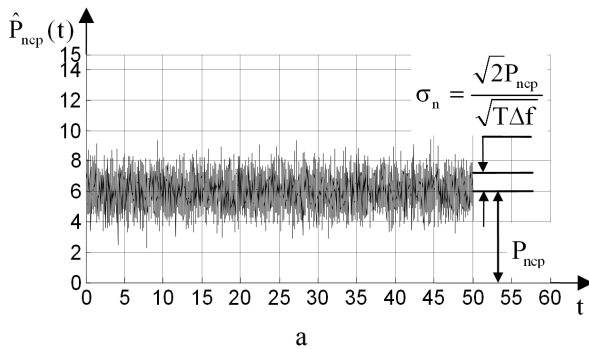


Рис. 5. Оценки средней мощности компонент  $u_s(t)$ ,  $u_n(t)$  и  $u_s(t) + u_n(t)$

Следует иметь в виду, что величина  $\sqrt{\Gamma \Pi_{f2}}$  может составлять в реальных радиометрах сотни и тысячи единиц, поэтому

$$\sigma_{\Sigma} \ll P_{cp}, \tag{28}$$

т.е. флуктуации оценки средней мощности существенно меньше самой средней мощности.

Вид формул чувствительности зависит от величины отношения средних мощностей  $v = P_{scp} / P_{ncp}$ . Следует различать три случая:  $v \ll 1$ ,  $v \sim 1$ ,  $v \gg 1$ .

1. При калибровке  $P_{ncp}$  в компенсационном радиометре вычитается (см. схему, рис. 1). В результате на индикаторе наблюдается сигнал

$$\hat{P}_{cp} = P_{scp} + \Delta P,$$

а среднеквадратическое отклонение флуктуаций  $\Delta P$  на выходе радиометра как следует из формулы (26), равно

$$\sqrt{\langle (\Delta P)^2 \rangle} = \sigma_{\Sigma} = \sigma_s + \sigma_n.$$

Величину  $P_{scp}$  можно заметить (обнаружить), если  $P_{scp} \geq \sigma_{\Sigma} = \sigma_s + \sigma_n \approx \sigma_n$  ( $\sigma_s \ll P_{scp}$ , т.к.  $\sqrt{\Gamma \Pi_{f2}} \gg 1$ ).

Очевидно, что здесь речь идет о малосигнальном варианте определения понятия чувствительности, когда  $P_{scp} \ll P_{ncp}$  ( $v \ll 1$ ). Этому случаю соответствует рис. 5, а.

Чувствительностью радиометра в этом случае можно назвать величину

$$P_{scp \min} = \sigma_{\Sigma} = \sigma_s + \sigma_n \approx \sigma_n = \frac{\sqrt{2P_{ncp}}}{\sqrt{\Gamma \Pi_{f2}}}, \tag{29}$$

или в единицах температур

$$T_{s \min}^{\circ} = \frac{\sqrt{2T_n^{\circ}}}{\sqrt{\Gamma \Pi_{f2}}}. \tag{30}$$

Чувствительность (29) также можно определить, введя понятие отношения сигнал/помеха по мощности. Помехой будем считать недоусредненные процессы  $\Delta P = \Delta P_s + \Delta P_n$  с дисперсией  $\sigma_{\Sigma}^2$  (25). Тогда отношением сигнал/шум по мощности можно назвать величину

$$q = \frac{P_{scp}}{\sigma_{\Sigma}}. \tag{31}$$

Чувствительностью  $P_{scp \min}$  (или  $T_{s \min}^{\circ}$ ) назовем величину средней мощности полезного сигнала при  $q = 1$ , т.е.  $P_{scp \min} = \sigma_{\Sigma}$ , которая совпадает в данном малосигнальном варианте с выражением (29) (для температуры с (30)), при выводе которых полагалось, что  $P_{scp} \approx \sigma_n \ll P_{ncp}$ , или  $T_s^{\circ} \ll T_n^{\circ}$ , т.е. полагалось, что полезный сигнал по мощности значительно меньше шума.

В практике измерений в задачах радиоастрономии и радиотеплолокации – это весьма распространенный случай.

2. Однако возможны ситуации, когда величины  $P_{scp}$  и  $P_{ncp}$  (или  $T_s^\circ$  и  $T_n^\circ$ ) сравнимы (рис. 5, б), т.е.  $v \sim 1$ , что имеет место при приеме излучения от близко расположенных нагретых тел, Солнца и др. Очевидно, что при этом величина  $P_{scp}$  легко наблюдается и речь может идти об обнаружении лишь малых изменений  $T_s^\circ$ , то есть приращении  $\Delta T_s^\circ$ . В этих ситуациях следует говорить не об абсолютной чувствительности радиометра по отношению к обнаружению  $T_s^\circ$  (она велика и так, а  $T_n^\circ$  вычитается), а чувствительности по отношению к обнаружению приращений  $\Delta T_s^\circ$

$$\Delta P_{scp \min} = \sigma_\Sigma = \sigma_s + \sigma_n = \frac{\sqrt{2}(P_{scp} + P_{ncp})}{\sqrt{\Pi\Pi f_2}}, \quad (32)$$

$$\Delta T_{s \min} = \frac{\sqrt{2}(T_s^\circ + T_n^\circ)}{\sqrt{\Pi\Pi f_2}}. \quad (33)$$

Приращением  $\Delta\sigma_s$  за счет приращения  $\Delta P_{scp}$  здесь можно пренебречь (т.к.  $\sigma_s \ll P_{scp}$ , то  $\Delta\sigma_s \ll \Delta P_{scp}$ ).

3. И, наконец, важно отметить, что в идеальном случае, когда внутренние шумы радиометра отсутствуют или значительно меньше по мощности полезного сигнала ( $v \gg 1$ ), можно говорить о его флуктуационной чувствительности, имея в виду, что после интегрирования на конечном интервале времени  $T$  имеется недоинтегрированная составляющая полезного случайного процесса  $\Delta P_{scp}$

(рис. 5, в), с дисперсией  $\sigma_s^2 = \frac{2P_{scp}^2}{\Pi\Pi f_2}$ .

Говорить о чувствительности по отношению к величине  $P_{scp}$  здесь бессмысленно, т.к.  $\sigma_s \ll P_{scp}$ . Но по отношению к приращениям  $\Delta P_{scp}$  или  $\Delta T_s^\circ$  можно ввести аналог отношения сигнал/шум

$$q = \frac{\Delta P_{scp}}{\sigma_s}.$$

Чувствительность по отношению к приращениям находим при  $q = 1$ ,

$$\Delta P_{scp \min} = \sigma_s = \frac{\sqrt{2}P_{scp}}{\sqrt{\Pi\Pi f_2}}, \quad (34)$$

$$\Delta T_{s \min} = \frac{\sqrt{2}T_s^\circ}{\sqrt{\Pi\Pi f_2}}. \quad (35)$$

### Чувствительность радиометров с АЧХ частотно-избирательного (резонансного) вида

Это наиболее распространенный класс радиометров, для которых выполняется условие  $f_0 \gg \Pi f$ . Ранее такие устройства относили к классу узкополосных. В современных устройствах, в частности в радиометрах миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн, полосы частот  $\Pi f$  могут составлять при выполнении указанного условия сотни мегагерц и даже несколько гигагерц, что дает основание считать, что эти устройства могут быть не только узкополосными, но и широкополосными и даже сверхширокополосными.

В рамках классического метода преобразования Фурье в математическом представлении АЧХ является двухсторонней, т.е. расположенной и в области положительных частот в окрестности частоты  $f_0$ , и в области отрицательных частот в окрестности частоты  $(-f_0)$ . Следует отметить, что частотно-избирательному устройству с АЧХ резонансного вида соответствует низкочастотный эквивалент [9], АЧХ которого с полосой  $\Pi f$  внешне подобна, но сдвинута в окрестность частоты  $f_0 = 0$  (см. рис.3). Так, например, нормированная АЧХ резонансного однокаскадного транзисторного усилителя с параллельным колебательным контуром в коллекторной цепи имеет вид [9]:

$$|\dot{K}(j\omega)| = 1 / \sqrt{1 + T_Q^2(\omega - \omega_0)^2},$$

где  $T_Q = 2Q / \omega_0$ ,  $Q$  – эквивалентная добротность контура в схеме усилителя. Низкочастотным эквивалентом этого усилителя является интегрирующий RC-фильтр с АЧХ

$$|\dot{K}(j\omega)| = 1 / \sqrt{1 + T^2\omega^2}, \quad T = RC.$$

С АЧХ низкочастотного эквивалента будем сравнивать АЧХ рассмотренной выше АЧХ аperiодической додетекторной части радиометра. По отношению к такому низкочастотному эквиваленту интеграл (14) равен  $2\Pi f = 4\Delta f$ . Рассмотрим, как это повлияет на формулы чувствительности.

Если выполняется условие  $f_0 \gg \Pi f$ , то АЧХ додетекторной части радиометра можно представить в таком виде

$$|\dot{K}(j2\pi f)|^2 = |\dot{M}[j2\pi(f + f_0)] + \dot{M}[j2\pi(f - f_0)]|^2 \approx |\dot{M}[j2\pi(f + f_0)]|^2 + |\dot{M}[j2\pi(f - f_0)]|^2, \quad (36)$$

где  $|\dot{M}[j2\pi(f)]|$  – АЧХ низкочастотного эквивалента частотно-избирательного устройства радиометра.

В этом случае интеграл (14) равен:

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 df = 2\Pi_f = 4\Delta f. \quad (37)$$

Энергетический спектр процесса  $u(t)$  на выходе додетекторной части радиометра с такой АЧХ имеет вид:

$$G_u(f) = \frac{N_{0s} + N_{0n}}{2} |\dot{K}(j2\pi f)|^2 = G(f + f_0) + G(f - f_0),$$

где  $G(f)$  – энергетический спектр случайного процесса на выходе низкочастотного эквивалента с АЧХ, равной  $|\dot{M}[j2\pi(f)]|$  и двухсторонней полосой (14)

$$\Pi_f = 2\Delta f = \int_{-\infty}^{\infty} |\dot{M}(j2\pi f)|^2 df. \quad (38)$$

Корреляционная функция

$$R(\tau) = F^{-1}[G_u(f)] = R_{ог}(\tau) \exp(j2\pi f_0 \tau) + R_{ог}(\tau) \exp(-j2\pi f_0 \tau) = 2R_{ог}(\tau) \cos(2\pi f_0 \tau) = 2P_{cp} r_{ог}(\tau) \cos(2\pi f_0 \tau),$$

где  $R_{ог}(\tau)$  – огибающая корреляционной функции высокочастотного случайного процесса на выходе додетекторной части радиометра, совпадающая с корреляционной функцией случайного процесса на выходе низкочастотного эквивалента.

Второе слагаемое в формуле (19) для рассматриваемого частотно-избирательного радиометра можно записать таким образом:

$$\begin{aligned} \sigma_{\Sigma}^2 &= \frac{2}{T^2} \int_0^T \int_0^T R^2(t_1 - t_2) dt_1 dt_2 = \\ &= \frac{8P_{cp}^2}{T^2} \int_0^T \int_0^T r^2(t_1 - t_2) dt_1 dt_2 \approx \\ &\approx \frac{8P_{cp}^2}{T} \int_{-\infty}^{\infty} r_{ог}^2(\tau) \cos^2(2\pi f_0 \tau) d\tau \approx \\ &\approx \frac{4P_{cp}^2}{T} \int_{-\infty}^{\infty} r_{ог}^2(\tau) d\tau = \frac{4P_{cp}^2}{T} \Delta\tau_{2ог}. \end{aligned}$$

Так как для низкочастотного эквивалента  $r_{ог}(\tau)$  совпадает с  $r(\tau)$  и  $\Delta\tau_{2ог} = \Delta\tau_2$ , то для частотно-избирательного устройства дисперсия увеличивается в два раза по сравнению с (25) и становится равной

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \frac{4P_{cp}^2 \Delta\tau_2}{T} = \frac{4P_{cp}^2}{T\Pi_{f2}}.$$

Соответственно величины  $\Delta P_{cp \min}$  и  $\Delta T_{\min}^{\circ}$ ,

определяющие чувствительности частотно-избирательного радиометра в сравнении с чувствительностями его низкочастотного эквивалента, определяемыми формулами (26), (27) увеличиваются в  $\sqrt{2}$  раз,

$$\Delta P_{cp \min} = 2P_{cp} \sqrt{\frac{\Delta\tau_2}{T}}, \quad \Delta T_{\min}^{\circ} = 2T_{\xi}^{\circ} \sqrt{\frac{\Delta\tau_2}{T}}. \quad (39)$$

В  $\sqrt{2}$  раз повышаются и соответствующие величины определяющие чувствительности, заданные формулами (29), (30), (32) – (35). Это объясняется тем, что по принятому определению полоса частот частотно-избирательного радиометра, расположенная по обе стороны частоты  $f_0$  как в области положительных, так и в области отрицательных частот, в два раза шире полосы частот его низкочастотного эквивалента (НЭ), расположенной слева и справа от частоты  $f = 0$ . Соответственно в два раза больше средняя мощность случайного процесса. Для того, чтобы чувствительности избирательного радиометра (ИР) и его низкочастотного аperiodического аналога (НАА) были равны, необходимо, чтобы

$$\Delta\tau_2 = \frac{\Delta\tau_{2ог}}{2} = \frac{1}{2\Pi_{f2}} = \frac{1}{2\alpha\Pi_f}. \quad (40)$$

Это означает, что чувствительности избирательного радиометра и его аperiodического аналога будут равны, если будут равны их полосы частот, т.е. будут равны интегралы (14) для соответствующих АЧХ ИР и АЧХ НАА.

Таким образом, в общем случае (без указаний на то, какой рассматривается радиометр, аperiodический или резонансный) чувствительности определяются формулами (26), (27), (29), (30), (32) – (35).

### Примеры расчетов характерных интервалов корреляционных функций для простейших видов АЧХ

АЧХ всей додетекторной части радиометрического приемника имеет достаточно сложный вид и расчеты величин  $\Delta\tau$ ,  $\Delta\tau_2$  и  $\alpha$  в каждом конкретном случае могут быть неоправданно громоздкими. Поэтому для примерной оценки этих величин рассмотрим простейшие АЧХ.

В качестве одного из примеров рассмотрим АЧХ интегрирующего RC-фильтра (рис.4)

$$|\dot{K}_{RC}(j\omega)| = |1/1 + j\omega T_{RC}| = \alpha / \sqrt{\alpha^2 + \omega^2}; \quad (41)$$

$$\alpha = 1/T_{RC}, \quad T_{RC} = RC.$$

Энергетический спектр и корреляционная функция случайного процесса на выходе фильтра при подаче на его вход белого шума соответственно имеют такой вид



$$G_{RC}(\omega) = \frac{N_0}{2} |\dot{K}_{RC}(j\omega)|^2 = \frac{N_0}{2} \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \omega^2},$$

$$R(\tau) = \frac{N_0}{4T_{RC}} e^{-\frac{1}{T_{RC}}|\tau|},$$

$$r(\tau) = e^{-\frac{1}{T_{RC}}|\tau|}.$$

Очевидно, что дисперсия (средняя мощность), определяемая формулой (1), равна

$$\sigma^2 = P_{cp} = \frac{N_0}{4T_{RC}}.$$

Вычисляя интегралы (14), (21), (23), находим

$$\begin{aligned} \Pi_f = 2\Delta f &= \int_{-\infty}^{\infty} |K(j2\pi f)|^2 df = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + (2\pi f)^2} df = \frac{1}{2T_{RC}}, \end{aligned} \quad (42)$$

$$\begin{aligned} \Delta\tau &= \int_{-\infty}^{\infty} r(\tau) d\tau = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{|\tau|}{T_{RC}}} d\tau = 2T_{RC} = \frac{1}{2\Delta f}; \end{aligned} \quad (43)$$

$$\Delta\tau_2 = \frac{1}{\Pi_{f2}} =$$

$$= \int_{-\infty}^{\infty} r^2(\tau) d\tau = T_{RC} = \frac{1}{4\Delta f}.$$

Таким образом, функции  $r(\tau)$  и  $r^2(\tau)$  по ширине отличаются в два раза ( $\alpha = 0,5$ ). В два раза отличаются и соответствующие им полосы пропускания

$$\Delta\tau_2 = 0,5 \Delta\tau, \quad \Pi_{f2} = \frac{\Pi_f}{\alpha} = 2\Pi_f.$$

Для такой АЧХ формулы чувствительности (24) и (25) примут вид:

$$\Delta P_{scp \min} = \frac{P_{scp}}{\sqrt{\Pi\Pi_f}}, \quad \Delta T_{s \min} = \frac{T_s^\circ}{\sqrt{\Pi\Pi_f}}. \quad (44)$$

В упрощенных расчетах часто используют идеализированные АЧХ гауссовской и прямоугольной формы. Для АЧХ гауссовской формы форма корреляционной функции также будет гауссовской ( $r(\tau) = e^{-\beta^2\tau^2}$ ,  $r^2(\tau) = e^{-2\beta^2\tau^2}$ ). В этом случае величина  $\alpha = 1/\sqrt{2}$  и  $\Delta\tau_2 \approx 0,707 \Delta\tau_1$ .

Нетрудно показать, используя равенство Парсеваля-Лапласа,

$$\int_{-\infty}^{\infty} R^2(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} G^2(f) df = \left(\frac{N_{0s}}{2}\right)^2 \int_{-\infty}^{\infty} |K(j2\pi f)|^4 df,$$

что для идеально прямоугольной АЧХ  $\alpha = 1$ , т.к. возведение в степень прямоугольной АЧХ не меняет ее формы. В этом случае

$$\Delta\tau_2 = \Delta\tau = 1/\Pi_f = 1/2\Delta f.$$

Очевидно, что чем ближе форма АЧХ к прямоугольной, тем ближе  $\alpha$  к единице.

### Влияние вида интегрирующего устройства

Интегрирующее устройство выполняет функцию сглаживания флуктуаций процесса  $u^2(t)$  и выделения ее среднего значения. Увеличение времени интегрирования  $T$  в формуле (3) приводит к уменьшению дисперсии помеховых флуктуаций на выходе радиометра. В большинстве практически интересных случаях, в частности, в сканирующих радиометрах, интегрирование должно быть скользящим. Интеграл (3) при этом можно записать в таком виде:

$$\hat{P}_{cp}(t) = \frac{1}{T} \int_t^{T+t} u^2(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau) u^2(\tau) d\tau, \quad (45)$$

где  $h(t) = \frac{1}{T} \Pi(t)$  – импульсная характеристика интегратора как фильтра, имеющая вид прямоугольного окна

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & \text{при } t \in (0, T), \\ 0, & \text{при } t \notin (0, T), \end{cases} \quad (46)$$

и коэффициент передачи

$$\dot{K}(j2\pi f) = F\left\{\frac{1}{T} \Pi(t)\right\} = \text{sin c}(\pi f T) e^{-j\pi f T}.$$

Полоса пропускания этого фильтра

$$\Pi_{f \text{ инт}} = 2\Delta F_{\text{инт}} = \int_{-\infty}^{\infty} |\text{sin c}(\pi f T)|^2 df = \frac{1}{T}.$$

Тогда в формулах чувствительности (26), (27), (29), (30), (32) - (35) можно заменить  $T$  на  $1/2\Delta F_{\text{инт}}$ .

На практике трудно реализовать скользящее интегрирование с прямоугольным окном (46). Поэтому для сглаживания помеховых флуктуаций применяют различные фильтры нижних частот (ФНЧ) с другими импульсными характеристиками (весовыми окнами). Чаще для решения этой задачи применяют интегрирующую цепь, показанную на рис.4 и имеющую АЧХ (41). Ее импульсная характеристика, обеспечивающая скользящее весовое интегрирование в экспоненциальном окне, равна

$$h(t) = \frac{1}{T_{RC}} e^{-\frac{t}{T_{RC}}},$$

а эффективное время интегрирования определяется формулой (42), т.е.

$$T_{RC} = \frac{1}{2\Pi_{fRC}} = \frac{1}{4\Delta F_{RC}}.$$

Второе слагаемое (дисперсия) в (19) с учетом (45) изменится и при  $\Delta\tau \ll T_{RC}$  примет такой вид

$$\begin{aligned} \sigma_{\Sigma}^2 &= P_{cp}^2 \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau_1)h(t-\tau_2)r^2(\tau_1-\tau_2)d\tau \approx \\ &\approx P_{cp}^2 \int_{-\infty}^{\infty} h^2(t)dt \int_{-\infty}^{\infty} r^2(\tau)d\tau = \\ &= P_{cp}^2 \frac{\Delta\tau_2}{T_{RC}} = \frac{2P_{cp}^2\Pi_{fRC}}{\Pi_{f2}}. \end{aligned}$$

В этом случае в формулах чувствительности (26), (27), (29), (30), (32) – (35) можно заменить  $T$  на

$$2T_{RC} = \frac{1}{\Pi_{fRC}} = \frac{1}{2\Delta F_{RC}}.$$

Тогда, например, формула чувствительности (27) для случая применения идеального интегрирования в прямоугольном окне и интегрировании в экспоненциальном окне с помощью интегрирующего RC-фильтра примет соответственно такой вид

$$\begin{aligned} \Delta T_{\min} &= T_{\xi}^{\circ} \sqrt{\frac{2\Delta\tau_2}{T}} = T_{\xi}^{\circ} \sqrt{\frac{2}{T\Pi_{f2}}} = \\ &= T_{\xi}^{\circ} \sqrt{\frac{2\Pi_{f\text{инт}}}{\Pi_{f2}}} = T_{\xi}^{\circ} \sqrt{\frac{2\Delta F_{\text{инт}}}{\alpha\Delta f}}; \\ \Delta T_{\min} &= T_{\xi}^{\circ} \sqrt{\frac{\Delta\tau_2}{T_{RC}}} = T_{\xi}^{\circ} \sqrt{\frac{1}{T_{RC}\Pi_{f2}}} = \\ &= T_{\xi}^{\circ} \sqrt{\frac{2\Pi_{fRC}}{\Pi_{f2}}} = T_{\xi}^{\circ} \sqrt{\frac{2\Delta F_{RC}}{\alpha\Delta f}}, \end{aligned}$$

где  $\Delta F_{\text{инт}}$ ,  $\Delta F_{RC}$ ,  $\Delta f$  – односторонние полосы пропускания частот соответствующих устройств. Эти формулы отличаются, если их выразить через времена  $\Delta\tau_2$ ,  $T$ ,  $T_{RC}$ , и совпадают в их выражении через полосы пропускания.

### Заключение

1. В отличие от большинства известных работ, использующих реальные односторонние спектры и формулы Фурье с различными нормировочными множителями, в данной статье формулы чувствительности получены на основе применения традиционных преобразований Фурье, оперирующих с двухсторонними АЧХ и “математическими” спек-

трами, расположенными как в области положительных, так и в области отрицательных частот. Это, на наш взгляд обеспечило определенную строгость математических выкладок и однозначность интерпретации полученных результатов.

Переход к односторонним полосам частот осуществляется в конечных формулах простой заменой

$$\begin{aligned} \Pi_{f2} &= 2\Delta f, \\ \Pi_{f\text{инт}} &= 2\Delta F_{\text{инт}}, \\ \Pi_{fRC} &= 2\Delta F_{RC}. \end{aligned}$$

2. Формулы чувствительности получены для двух случаев, когда додетекторная часть радиометра является аperiodической и частотно-избирательной. Показано, что формулы чувствительности одинаковы, если при внешнем подобии форм их АЧХ в низкочастотной и высокочастотной областях соответствующие эффективные полосы частот равны. При этом одна боковая полоса в аperiodическом радиометре в окрестности частоты  $f=0$  по ширине должна быть такой же, как две боковых в окрестности частоты  $f=f_0$  в избирательном.

3. Приведены примеры изменения формул чувствительности в зависимости от конкретных АЧХ додетекторных частей радиометров и от вида интегрирующих устройств.

### Литература

1. Николаев, А.Г. Радиотеплолокация [Текст]: моногр. / А.Г. Николаев, С.В. Перцов. – М.: Воениздат, 1970. – 132 с.
2. Есепкина, Н.А. Радиотелескопы и радиометры [Текст] / Н.А. Есепкина, Д.В. Корольков, Ю.Н. Парийский. – М.: Наука, 1973. – 416 с.
3. Христиансен, У. Радиотелескопы [Текст]: пер. с англ. / У. Христиансен, И. Хегбом. – М.: Мир, 1988. – 304 с.
4. Башаринов, А.Е. Радиоизлучение Земли как планеты [Текст]: / А.Е. Башаринов, А.С. Гурвич, С.Т. Егоров. – М.: Наука, 1974. – 187 с.
5. Радиоприемные устройства [Текст] / Под ред. А.П. Жуковского. – М.: Высшая школа, 1989. – 384 с.
6. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника [Текст] / В.И. Тихонов. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
7. Теоретические основы радиолокации [Текст] / под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Сов. радио, 1964. – 732 с.
8. Левин, Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. В трех книгах. Книга первая [Текст] / Б.Р. Левин. – М.: Сов. радио, 1969. – 752 с.
9. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы [Текст] / С.И. Баскаков. – М.: Высш. шк., 1983. – 536 с.

Поступила в редакцію 10.02.2012

**Рецензент:** д-р техн. наук, проф., проф. кафедри приёма, передачи и обработки сигналов В.В. Лукин, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков.

### ВИЗНАЧЕННЯ ЧУТЛИВОСТІ КОМПЕНСАЦІЙНОГО РАДІОМЕТРУ

*В.К. Волосюк, В.В. Павліков, С.С. Жила*

У роботі отримані формули чутливості із застосуванням традиційного перетворення Фур'є, яке працює з двосторонніми амплітудно-частотними характеристиками та спектрами. Формули чутливості розраховані для двох випадків, коли додетекторна частина радіометру є аперіодична та частотно-вибірковою. Наведені приклади змінення формул чутливості в залежності від конкретних амплітудно-частотних характеристик додетекторної частин радіометрів та від виду інтегруючого пристрою.

**Ключові слова:** чутливість, компенсаційний радіометр, амплітудно-частотна характеристика, інтегруючий пристрій.

### DEFINITION OF NOISE-COMPENSATED RADIOMETER SENSITIVITY

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

In work formulas of sensitivity on the basis of Fourier transform application, which operating with double-sided amplitude-frequency characteristic and the spectra located both in the field of positive, and in the field of negative frequencies are received. Sensitivity formulas are deduced for two cases, when predetector of radiometer part is aperiodic and frequency-selective. Examples of formulas measurement for sensitivity depending on concrete amplitude-frequency characteristic predetector parts of radiometers and from a kind integrating device are resulted.

**Key words:** sensitivity, noise-compensated radiometer, amplitude-frequency characteristic, integrating device.

**Волосюк Валерій Константинович** – д-р техн. наук, проф., проф. кафедри проектування радіоелектронних пристроїв, систем і комплексів Національного аэрокосмического университета им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина, e-mail: [valeriy\\_volosyuk@mail.ru](mailto:valeriy_volosyuk@mail.ru).

**Павліков Володимир Володимирович** – канд. техн. наук, докторант кафедри проектування радіоелектронних пристроїв, систем і комплексів Національного аэрокосмического университета им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина, e-mail: [pavlikov\\_kharkov@mail.ru](mailto:pavlikov_kharkov@mail.ru).

**Жила Семён Сергеевич** – магістр кафедри проектування радіоелектронних пристроїв, систем і комплексів Національного аэрокосмического университета им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков, Украина, e-mail: [zhyla@email.ua](mailto:zhyla@email.ua).