http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-2-41-48

*Оригинальная статья*
*Original paper*

УДК 621.396

# КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ СВОЙСТВА ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ НА ВЫХОДАХ ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ С ОДИНОЧНЫМ РЕЗОНАНСНЫМ КОНТУРОМ

ВУ СУАН ЧИНЬ[1], И. Н. ДАВЫДЕНКО[2]

*[1]Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники (г. Минск, Республика Беларусь)*
*[2]Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси (г. Минск, Республика Беларусь)*

*Поступила в редакцию 11.10.2022*



**Аннотация.** При подавлении активных шумовых помех важной задачей является определение взаимной корреляционной функции и мощности шумовых сигналов на выходах приемных каналов. Решение этой задачи позволяет анализировать влияние неидентичностей частотных характеристик приемных каналов на качество компенсации активных шумовых помех. Анализ проводился для модели частотных характеристик приемных каналов в виде частотной характеристики одиночного резонансного контура в узкополосном приближении. Предполагалось, что частотная характеристика одного из каналов отличается от второго канала центральной частотой и полосой пропускания. При анализе использовалась приближенная аппроксимация частотной характеристики расстроенного канала в предположении незначительной расстройки параметров резонансного контура. Входной шум приемных каналов предполагался белым. Использование полученных результатов продемонстрировано при получении выражения для потенциальной эффективности одноканального автокомпенсатора.

**Ключевые слова:** корреляционные свойства, шум, одиночный резонансный контур, неидентичность частотных характеристик, качество компенсации шумовых помех.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Для цитирования.** Ву Суан Чинь. Корреляционные свойства шумовых сигналов на выходах приемных каналов с одиночным резонансным контуром / Ву Суан Чинь, И. Н. Давыденко // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 2. С. 41–48. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-2-41-48.

# CORRELATION PROPERTIES OF NOISE SIGNALS AT THE OUTPUTS OF RECEIVING CHANNELS WITH A SINGLE RESONANT CIRCUIT

VU XUAN CHINH[1], IHAR N. DAVYDZENKA[2]

*[1]Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)*
*[2]Radio Engineering Center of the National Academy of Sciences of Belarus (Minsk, Republic of Belarus)*

*Submitted 11.10.2022*

**Abstract.** When suppressing active noise interference, an important task is to determine the mutual correlation function and the power of noise signals at the outputs of receiving channels. The solution of this problem makes it possible to analyze the influence of non-identical frequency characteristics of receiving channels on the quality of compensation of active noise interference. The analysis was carried out for a model of the frequency characteristics of the receiving channels in the form of the frequency response of a single resonant circuit in a narrow-band approximation. It was assumed that the frequency response of one of the channels differs from the second channel by the central frequency and bandwidth. In the analysis, an approximate approximation of the frequency response of the detuned channel was used, assuming a slight detuning of the parameters of the resonant circuit. The input noise of the receiving channels was assumed to be white. The use of the obtained results is demonstrated in obtaining an expression for the potential effectiveness of a single-channel autocompensator.

**Keywords:** correlation properties, noise, single resonant circuit, non-identity of frequency characteristics, quality of noise interference cancellation.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflict of interests.

**For citation.** Vu Xuan Chinh, Davydzenka I. N. (2023) Correlation Properties of Noise Signals at the Outputs of Receiving Channels with a Single Resonant Circuit. *Doklady BGUIR*. 21 (2), 41–48. http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-2-41-48 (in Russian).

## Введение

Задача определения взаимной корреляционной функции шумовых сигналов на выходах приемных каналов привлекает внимание исследователей [1, 2] и может быть использована при анализе влияния неидентичностей частотных характеристик приемных каналов на качество компенсации активных шумовых помех [3–7]. Использование приближенных аппроксимаций при записи неидентичностей частотных характеристик облегчает возможность анализа их влияния на качество компенсации численными методами [4] и дает возможность получения аналитических выражений, описывающих эффективность компенсации активных шумовых помех в условиях неидентичности частотных характеристик. В статье рассматривается простейший случай модели частотных характеристик приемных каналов в виде частотной характеристики одиночного резонансного контура в узкополосном приближении. Предполагается, что частотная характеристика одного из каналов отличается от второго канала центральной частотой и полосой пропускания. Для анализа использована приближенная аппроксимация частотной характеристики расстроенного канала. Получены выражение для взаимной корреляционной функции шумовых сигналов на выходах неидентичных приемных каналов, а также выражения для мощностей шума на выходах приемных каналов. При составлении выражений предполагалось, что входной шум является белым. Использование полученных формул проиллюстрировано при получении выражения для потенциальной эффективности одноканального автокомпенсатора активных шумовых помех в условиях неидентичности частотных характеристик приемных каналов с одиночными резонансными контурами.

## Взаимная корреляционная функция шумовых сигналов на выходах приемных каналов

Взаимная корреляционная функция сигналов на выходах основного и дополнительного приемного каналов может быть найдена по следующей формуле при одинаковом шумовом сигнале на их входах [3–5, 8]:

$$R_{10}(\tau) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_N(\omega) k_1(j\omega) k_0^*(j\omega) e^{j\omega\tau} d\omega, \tag{1}$$

где $k_0(j\omega)$, $k_1(j\omega)$ – частотная характеристика основного и дополнительного каналов приема; $S_N(\omega)$ – спектральная плотность мощности шума на входах каналов приема.

Представим входной шум в виде белого шума со спектральной плотностью $N_\Pi$. В этом случае выражение для взаимной корреляционной функции сигналов упростится

$$R_{10}(\tau) = \frac{N_\Pi}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} k_1(j\omega) k_0^*(j\omega) e^{j\omega\tau} d\omega\,. \tag{2}$$

Частотная характеристика основного канала для случая одиночного резонансного контура в узкополосном приближении запишется в виде

$$k_0(j\omega) = \frac{1}{1 + j(\omega - \omega_0)T_f}, \tag{3}$$

где $\omega_0$ – резонансная частота контура; $T_f$ – постоянная времени контура.

Частотная характеристика дополнительного канала приема с учетом его отстройки от основного канала по полосе пропускания и частоте настройки определяется по формуле

$$k_1(j\omega)=\frac{1}{1+j(\omega-\omega_0-\delta\omega_0)(T_f+\delta T_f)},\tag{4}$$

где $\delta\omega_0$, $\delta T_f$ – рассогласование по резонансной частоте и по постоянной времени.

Частотная характеристика дополнительного канала может быть преобразована следующим образом:

$$k_1(j\omega)=\frac{1}{1+j(\omega-\omega_0)T_f\left(1+\dfrac{j\left(\omega-\omega_0\right)\delta T_f-j\delta\omega_0 T_f-j\delta\omega_0\delta T_f}{1+j(\omega-\omega_0)T_f}\right)}.\tag{5}$$

Учитывая приближенное равенство $(1-\alpha)^{-1}\approx 1-\alpha$ для малых значений аргумента $\alpha$, частотную характеристику дополнительного канала можно записать в виде

$$k_1(j\omega)\approx\frac{1}{1+j\left(\omega-\omega_0\right)T_f}\left[1-\frac{j\left(\omega-\omega_0\right)\delta T_f-j\delta\omega_0 T_f}{1+j\left(\omega-\omega_0\right)T_f}\right].\tag{6}$$

Взаимная корреляционная функция выходных сигналов двух взаимно расстроенных контуров при использовании аппроксимации частотных характеристик основного и дополнительного каналов в виде (3) и (6) описывается следующим интегралом:

$$R_{10}\left(\tau\right)=\frac{N_{\Pi}}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}k_1(j\omega)k_0^*(j\omega)e^{j\omega\tau}d\omega=\frac{N_{\Pi}}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{1}{1+\left(\omega-\omega_0\right)^2T_f^2}\left[1-\frac{j\left(\omega-\omega_0\right)\delta T_f-j\delta\omega_0 T_f}{1+j\left(\omega-\omega_0\right)T_f}\right]e^{j\omega\tau}d\omega.\tag{7}$$

После ряда математических преобразований и использования замены переменной вида $\omega'=\omega-\omega_0$ выражение (7) примет следующий вид:

$$R_{10}\left(\tau\right)=e^{j\omega_0\tau}\frac{N_{\Pi}}{2\pi}\left[I_1-\frac{\delta T_f}{T_f}I_2+j\delta\omega_0 T_f I_3\right],\tag{8}$$

где $I_1=\int\limits_{-\infty}^{+\infty}\frac{e^{j\omega\tau}}{1+\omega^2T_f^2}d\omega$; $I_2=\int\limits_{-\infty}^{+\infty}\frac{j\omega T_f e^{j\omega\tau}}{(1+\omega^2T_f^2)(1+j\omega T_f)}d\omega$; $I_3=\int\limits_{-\infty}^{+\infty}\frac{e^{j\omega\tau}}{(1+\omega^2T_f^2)(1+j\omega T_f)}d\omega$.

Покажем, что интеграл $I_2$ может быть получен в виде линейной комбинации выражений $I_1$ и $I_3$. В результате преобразований получим

$$I_2=\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{j\omega T_f e^{j\omega\tau}}{(1+\omega^2T_f^2)(1+j\omega T_f)}d\omega=\int_{-\infty}^{+\infty}\left[\frac{e^{j\omega\tau}}{(1+\omega^2T_f^2)}-\frac{e^{j\omega\tau}}{(1+\omega^2T_f^2)(1+j\omega T_f)}\right]d\omega.\tag{9}$$

С учетом (8) для интеграла $I_2$ можно окончательно записать

$$I_2=\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{j\omega T_f e^{j\omega\tau}}{(1+\omega^2T_f^2)(1+j\omega T_f)}d\omega=I_1-I_3.$$

Следовательно, интегральное выражение (8) для взаимной корреляционной функции перепишется следующим образом:

$$R_{10}\left(\tau\right)=e^{j\omega_0\tau}\frac{N_{\Pi}}{2\pi}\left[\left(1-\frac{\delta T_f}{T_f}\right)I_1+\left(j\delta\omega_0 T_f+\frac{\delta T_f}{T_f}\right)I_3\right].\tag{10}$$

Интеграл $I_1$ приведем к табличному виду

$$I_1=\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{1}{1+\omega^2T_f^2}e^{j\omega\tau}d\omega=\frac{1}{T_f^2}\int_{-\infty}^{+\infty}\frac{e^{j\omega\tau}}{\dfrac{1}{T_f^2}+\omega^2}d\omega.$$

Учитывая, что согласно [9, с. 323]

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{j\lambda x}}{x^2+z^2}\,dx = \frac{\pi}{z} e^{-|\lambda| z},$$

конечное выражение для интеграла $I_1$ при предположении $\lambda=\tau$, $z=\dfrac{1}{T_f}$ запишется в следующем виде:

$$I_1 = \frac{\pi}{T_f} e^{\frac{-|\tau|}{T_f}}. \tag{11}$$

Преобразуем интеграл $I_3$ к виду, пригодному для использования табличного интеграла:

$$I_3 = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{(1+\omega^2 T_f^2)(1+j\omega T_f)} e^{j\omega\tau} d\omega = \frac{1}{T_f^3} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\left(\dfrac{1}{T_f}+j\omega\right)^{-1} e^{-j\omega(-\tau)}}{\dfrac{1}{T_f^2}+\omega^2} d\omega. \tag{12}$$

При вычислении интеграл $I_3$ для случая отрицательных значений аргумента $\tau < 0$ используем табличный интеграл [10, с. 337]

$$\left.\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{(\beta+jx)^{-\nu} e^{-jpx}}{\gamma^2+x^2} dx \right|_{p>0} = \frac{\pi}{\gamma} (\beta+\gamma)^{-\nu} e^{-p\gamma}. \tag{13}$$

В этом случае для интеграла $I_3$, полагая $\gamma=\dfrac{1}{T_f}$, $\beta=\dfrac{1}{T_f}$, $\nu=1$, $p=-\tau$ $(\tau<0 \Rightarrow p>0)$, с учетом (12) можно получить

$$I_3\big|_{\tau<0} = \frac{\pi}{2T_f} e^{\frac{-|\tau|}{T_f}}. \tag{14}$$

Таким образом, для отрицательных значений аргумента $\tau < 0$ с учетом выражений (10), (11), (14)

$$R_{10}(\tau)\big|_{\tau<0} = N_\Pi e^{j\omega_0\tau} \frac{e^{\frac{-|\tau|}{T_f}}}{2T_f} \left[1-\frac{1}{2}\frac{\delta T_f}{T_f} + j\frac{1}{2}\delta\omega_0 T_f\right]. \tag{15}$$

Преобразуем интеграл $I_3$ для случая положительных значений аргумента $\tau > 0$ с использованием подстановки $e^{j\omega\tau} = 2j\sin(\omega\tau) + e^{-j\omega\tau}$

$$I_3 = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{j\omega\tau}}{(1+\omega^2 T_f^2)(1+j\omega T_f)} d\omega = I_4 + I_5, \tag{16}$$

где $I_4 = \displaystyle\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{2j\sin(\omega\tau)}{(1+\omega^2 T_f^2)(1+j\omega T_f)} d\omega$; $I_5 = \displaystyle\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{-j\omega\tau}}{(1+\omega^2 T_f^2)(1+j\omega T_f)} d\omega.$

Представим интеграл $I_5$ в следующем виде, пригодном для использования табличного интеграла:

$$I_5 = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{-j\omega\tau}}{\left(1+\omega^2 T_f^2\right)\left(1+j\omega T_f\right)} d\omega = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{-j\omega\tau}}{T_f^2\left(\dfrac{1}{T_f^2}+\omega^2\right) T_f \left(\dfrac{1}{T_f}+j\omega\right)} d\omega.$$

Используя табличный интеграл (13) и полагая $\gamma=\dfrac{1}{T_f}$, $\beta=\dfrac{1}{T_f}$, $\nu=1$, $p=\tau$ $(\tau>0 \Rightarrow p>0)$, для интеграла $I_5$ можно получить:

$$I_5\big|_{\tau>0} = \frac{\pi}{2T_f} e^{\frac{-|\tau|}{T_f}}. \tag{17}$$

Выражение для интеграла $I_4$ преобразуем следующим образом:

$$I_4=\int\limits_{-\infty}^{+\infty}\frac{2j\sin(\omega\tau)}{(1+\omega^2T_f^2)(1+j\omega T_f)}d\omega=2j\int\limits_{-\infty}^{+\infty}\frac{\sin(\omega\tau)}{(1+\omega^2T_f^2)^2}d\omega+2T_f\int\limits_{-\infty}^{+\infty}\frac{\omega\sin(\omega\tau)}{(1+\omega^2T_f^2)^2}d\omega.$$

Учитывая четность и нечетность подынтегральных функций и равенство нулю определенного интеграла от нечетной функции $\int\limits_{-\infty}^{+\infty}\frac{j\omega T_f}{(1+\omega^2T_f^2)^2}d\omega=0,$ можно окончательно записать

$$I_4=2T_f\int\limits_{-\infty}^{+\infty}\frac{\omega\sin(\omega\tau)}{\left(1+\omega^2T_f^2\right)^2}d\omega=4T_f\int\limits_{0}^{+\infty}\frac{\omega\sin(\omega\tau)}{\left(1+\omega^2T_f^2\right)^2}d\omega=\frac{4}{T_f^3}\int\limits_{0}^{+\infty}\frac{\omega\sin(\omega\tau)}{\left(\frac{1}{T_f^2}+\omega^2\right)^2}d\omega.$$

Используя табличный интеграл вида [10, с. 424]

$$\int\limits_{0}^{+\infty}\frac{x\sin(ax)}{\left(b^2+x^2\right)^2}dx=\frac{\pi}{4b}ae^{-ab}\left[a>0,b>0\right],$$

выражение для интеграла $I_4$ при $a=\tau$, $b=\frac{1}{T_f}$ запишется в следующем виде:

$$I_4\Big|_{\tau>0}=\frac{\pi}{T_f^2}|\tau|e^{\frac{-|\tau|}{T_f}}. \tag{18}$$

Таким образом, интеграл $I_3$ для случая положительных значений аргумента $\tau > 0$ в соответствии с (16)–(18) определяется выражением

$$I_3\Big|_{\tau>0}=I_4\Big|_{\tau>0}+I_5\Big|_{\tau>0}=\frac{1}{2}\frac{\pi}{T_f}e^{\frac{-|\tau|}{T_f}}\left(2\frac{|\tau|}{T_f}+1\right). \tag{19}$$

Соответственно для положительных значений аргумента $\tau > 0$ с учетом (10), (11), (19) можно записать

$$R_{10}(\tau)\Big|_{\tau>0}=N_\Pi e^{j\omega_0\tau}\frac{e^{\frac{-|\tau|}{T_f}}}{2T_f}\left[1-\frac{1}{2}\frac{\delta T_f}{T_f}\left(1-2\frac{|\tau|}{T_f}\right)+j\frac{1}{2}\delta\omega_0T_f\left(1+2\frac{|\tau|}{T_f}\right)\right]. \tag{20}$$

Таким образом, приближенная взаимная корреляционная функция выходных сигналов двух взаимно расстроенных контуров определяется следующим результирующим выражением:

$$R_{10}(\tau)=N_\Pi e^{j\omega_0\tau}\frac{e^{-\frac{|\tau|}{T_f}}}{2T_f}\begin{cases}\left[1-\frac{1}{2}\frac{\delta T_f}{T_f}\left(1-2\frac{|\tau|}{T_f}\right)+j\frac{1}{2}\delta\omega_0T_f\left(1+2\frac{|\tau|}{T_f}\right)\right], & \tau\ge 0;\\ \left[1-\frac{1}{2}\frac{\delta T_f}{T_f}+j\frac{1}{2}\delta\omega_0T_f\right], & \tau\le 0.\end{cases} \tag{21}$$

**Мощности шумовых сигналов на выходах приемных каналов**

Автокорреляционная функция шумового сигнала на выходе основного канала приема вытекает из (21) для взаимной корреляционной функции при выполнении условия $\delta T_f=\delta\omega_0=0$ и описывается выражением

$$R_0(\tau)=R_{10}(\tau)\Big|_{\delta T_f=\delta\omega_0=0}=\frac{N_\Pi}{2T_f}e^{j\omega_0\tau}\exp\left(-\frac{|\tau|}{T_f}\right). \tag{22}$$

В этом случае мощность помехи на выходе основного канала приема

$$2\sigma_0^2 = R_0(0) = \frac{N_\text{П}}{2T_f}. \qquad (23)$$

Автокорреляционная функция сигнала помехи на выходе компенсационного канала приема вытекает из выражения (2) для взаимной корреляционной функции и с использованием подстановки $k_0(j\omega) = k_1(j\omega)$ может быть найдена по следующей формуле:

$$R_1(\tau) = \frac{N_\text{П}}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{+\infty} \left|k_1(j\omega)\right|^2 e^{j\omega\tau} d\omega. \qquad (24)$$

Мощность помехи на входе компенсационного канала приема определяется выражением

$$2\sigma_1^2 = R_1(0) = \frac{N_\text{П}}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{+\infty} \left|k_1(j\omega)\right|^2 d\omega. \qquad (25)$$

В соответствии с (6), используя подстановку $\omega - \omega_0 = \Delta\omega$ и учитывая равенство нулю определенного интеграла $\int\limits_{-\infty}^{+\infty} \frac{\Delta\omega}{\left(1+\Delta\omega^2 T_f^2\right)^2} d\Delta\omega = 0,$ можно получить

$$R_1(0) = R_0(0) + \frac{N_\text{П}}{2\pi}\left[\left(\delta T_f^2 - 2T_f\delta T_f\right)A_1 + \left(\delta\omega_0 T_f\right)^2 A_3\right], \qquad (26)$$

где $A_1 = \int\limits_{-\infty}^{+\infty} \frac{\Delta\omega^2}{\left(1+\Delta\omega^2 T_f^2\right)^2} d\Delta\omega;$ $A_3 = \int\limits_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\left(1+\Delta\omega^2 T_f^2\right)^2} d\Delta\omega.$

Интегралы $A_1$ и $A_3$ находятся по следующим формулам:

$$A_1 = 2\int\limits_0^{+\infty} \frac{\Delta\omega^2}{\left(1+\Delta\omega^2 T_f^2\right)^2} d\Delta\omega = \frac{2}{T_f^3}\int\limits_0^{+\infty} \frac{x^2}{\left(1+x^2\right)^2} dx = \frac{2}{T_f^3}\left(\int\limits_0^{+\infty} \frac{1}{1+x^2} dx - \int\limits_0^{+\infty} \frac{1}{\left(1+x^2\right)^2} dx\right) = \frac{\pi}{2T_f^3}; \qquad (27)$$

$$A_3 = \int\limits_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\left(1+\Delta\omega^2 T_f^2\right)^2} d\Delta\omega = \frac{2}{T_f}\int\limits_0^{+\infty} \frac{1}{\left(1+x^2\right)^2} dx = \frac{\pi}{2T_f}. \qquad (28)$$

Следовательно, с учетом (26)–(28) для мощности помехи на выходе дополнительного канала приема можно записать

$$2\sigma_1^2 = R_1(0) = R_0(0) + \frac{N_\text{П}}{2\pi}\left[\left(\delta T_f^2 - 2T_f\delta T_f\right)A_1 + \left(\delta\omega_0 T_f\right)^2 A_3\right] = \frac{N_\text{П}}{2T_f}\left[1 + \frac{\delta T_f^2}{2T_f^2} - \frac{\delta T_f}{T_f} + \frac{1}{2}\left(\delta\omega_0 T_f\right)^2\right]. \qquad (29)$$

**Потенциальная эффективность одноканального автокомпенсатора активной шумовой помехи**

Выражение для мощности помехи на выходе одноканального автокомпенсатора активных шумовых помех описывается выражением [3, 4]

$$P_\text{вых,min} = 2\sigma_0^2 - \frac{\left|R_{10}(0)\right|^2}{2\sigma_1^2}. \qquad (30)$$

С учетом (21), (23), (29) формула для мощности помехи на выходе автокомпенсатора после отбрасывания слагаемых большей степени малости имеет следующий приближенный вид:

$$P_\text{вых,min} \approx \frac{N_\text{П}}{2T_f}\left[\frac{1}{4}\left(\frac{\delta T_f}{T_f}\right)^2 + \frac{1}{4}\left(\delta\omega_0 T_f\right)^2\right]. \qquad (31)$$

Соответственно выражение для потенциальной эффективности одноканального автокомпенсатора в условиях неидентичности частотных характеристик одиночного резонансного контура описывается выражением

$$K_{\text{п}} = \frac{2\sigma_0^2}{P_{\text{вых,min}}} \approx \frac{4}{\left(\frac{\delta T_f}{T_f}\right)^2 + \left(\delta\omega_0 T_f\right)^2}. \tag{32}$$

Приближенное выражение (32) при малых значениях величин $\delta T_f$ и $\delta\omega_0$ соответствует точному решению, полученному в [5] для широкополосного представления частотных характеристик одиночного резонансного контура.

## Заключение

Для случая приемных каналов в виде одиночных резонансных контуров получены формулы взаимной корреляционной функции и мощностей выходных шумовых сигналов приемных каналов. Частотные характеристики каналов представлены в узкополосном приближении. Частотная характеристика дополнительного канала при небольшой неидентичности по отношению к основному каналу подвергнута дополнительному упрощению. Использована модель белого входного шума. Полученные результаты применялись при получении выражения для потенциальной эффективности одноканального автокомпенсатора в условиях неидентичности частотных характеристик каналов приема.

## Список литературы

1. Максимов, М. В. Взаимная корреляция флуктуационных помех на выходе частотных фильтров / М. В. Максимов // Радиотехника. 1956. № 11. С. 28–38.
2. Черняк, Ю. Б. Взаимная корреляция напряжений шумов на выходе усилителей с перекрывающимися частотными характеристиками / Ю. Б. Черняк // Радиотехника и электроника. 1960. № 4. С. 551–561.
3. Farina, A. Single-Sidelobe Canceller: Theory and Evaluation / A. Farina // IEEE Transactions, AES-13. 1977. No 6. P. 690–699. DOI: 10.1109/TAES.1977.308510.
4. Gerlach, K. The Effects of IF Bandpass Mismatch Errors on Adaptive Cancellation / K. Gerlach // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1990. Vol. 26, No 3. P. 455–468. DOI: 10/1109/7.106122.
5. Богачев, В. А. Подавление помех системой адаптивной компенсации при неидентичных частотных характеристиках приемных каналов / В. А. Богачев. Новосибирск: Науч.-исслед. ин-т измерит. приборов, 1999.
6. Farina, A. Digital Equalization in Adaptive Spatial Filtering for Radar Systems: a Survey / A. Farina // Signal Processing. 2003. Vol. 83, No 1. P. 11–29. DOI: 10.1016/S0165-1684(02)00389-4.
7. Анализ влияния неидентичности приемных каналов радиолокационных станций на работу адаптивного когерентного компенсатора помех / В. Н. Антипов [и др.] // Радиотехника. 2020. Т. 84, № 1. С. 33–41. DOI: 10.18127/j00338486-202001(01)-04.
8. Тихонов, В. И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем / В. И. Тихонов, В. Н. Харисов. М.: Радио и связь, 2004.
9. Прудников, А. П. Интегралы и ряды. Элементарные функции / А. П. Прудников, Ю. А. Брычков, О. И. Маричев. М.: Наука, 1981.
10. Градштейн, И. С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И. С. Градштейн, И. М. Рыжик. М.: Госуд. изд-тво физ.-мат. лит-ры, 1963.

## References

1. Maksimov M. V. (1956) Mutual Correlation of Fluctuation Noise at the Output of Frequency Filters. *Radiotekhnika = Radioengineering.* (11), 28–38 (in Russian).
2. Cherniak Yu. B. (1960) Mutual Correlation of Voltage Noise at the Output of Amplifiers with Overlapping Frequency Characteristics. *Radiotehnika i Elektronika = Radio Engineering and Electronics*. (4), 551–561 (in Russian).
3. Farina A. (1977) Single-Sidelobe Canceller: Theory and Evaluation. *IEEE Transactions, AES-13*. (6), 690–699. DOI: 10.1109/TAES.1977.308510.
4. Gerlach K. (1990) The Effects of IF Bandpass Mismatch Errors on Adaptive Cancellation. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems.* 26 (3), 455–468. DOI: 10/1109/7.106122.
5. Bogachev V. A. (1999) *Suppression of Interference by Adaptive Compensation System with Non-Identical Frequency Characteristics of Receiving Channels*. Novosibirsk, Research Institute of Measuring Instruments (in Russian).

6. Farina A. (2003) Digital Equalization in Adaptive Spatial Filtering for Radar Systems: a Survey. *Signal Processing.* 83 (1), 11–29. DOI: 10.1016/S0165-1684(02)00389-4.
7. Antipov V. N., Koltyshev E. E., Frolov A. Yu., Jankowski V. T. (2020) Analysis of the Impact of Non-Identity of the Receiving Channels of Radar Stations on the Work of Adaptive Coherent Jammer. *Radiotekhnika = Radioengineering.* 84 (1), 33–41. DOI: 10.18127/j00338486-202001(01)-04 (in Russian).
8. Tihonov V. I., Harisov V. N. (2004) *Statistical Analysis and Synthesis of Radio Engineering Devices and Systems*. Moscow, Radio and Communication Publ. (in Russian).
9. Prudnikov A. P., Brichkov Yu. A., Marichev O. I. (1981) *Integrals and Series. Elementary Functions*. Moscow, Nauka Publ. (in Russian).
10. Gradshtein I. S., Ryzhik I. M. (1963) *Table of Integrals, Series and Products*. Moscow, State Publishing House of Physical and Mathematical Literature (in Russian).

**Вклад авторов**

Давыденко И. Н. осуществил постановку задачи для проведения исследования, подготовил рукопись статьи.

Ву Суан Чинь выполнил аналитические преобразования.

**Authors' contribution**

Davydzenka I. N. formulated the task for the study, prepared the manuscript of the article.

Vu Xuan Chinh performed analytical transformations.

**Сведения об авторах**

**Ву Суан Чинь,** магистрант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

**Давыденко И. Н.,** к. т. н., доцент, ученый секретарь Центра радиотехники Национальной академии наук Беларуси

**Адрес для корреспонденции**

220072, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 15/5, каб. 420
Центр радиотехники
Национальной академии наук Беларуси
Тел.: +375 29 776-85-52
E-mail: igord1@tut.by
Давыденко Игорь Николаевич

**Information about the authors**

**Vu Xuan Chinh,** Master's Student of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

**Davydzenka I. N.,** Cand. of Sci., Associate Professor, Scientific Secretary of the Radio Engineering Center of the National Academy of Sciences of Belarus

**Address for correspondence**

220072, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 15/5, room 420
Radio Engineering Center
of the National Academy of Sciences of Belarus
Tel.: +375 29 776-85-52
E-mail: igord1@tut.by
Davydzenka Ihar Nikolaevich