

УДК 621.396 DOI 10.30894/issn2409-0239.2022.9.4.59.66

Обнаружение и оценки параметров сигналов и сигнально-кодовых конструкций

В. М. Бердников, к. т. н., доцент, rgrtu@rsreu.ru

ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В. Ф. Уткина»,
г. Рязань, Российская Федерация

В. М. Ватутин, д. т. н., профессор, contact@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

С. А. Ежов, д. т. н., профессор, contact@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Р. К. Григорьев, contact@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Сформулирована задача обнаружения и оценки параметров сигналов и сигнально-кодовых конструкций, используемых в существующих бортовых РЭС КА ССС. Рассмотрен алгоритм обнаружения радиосигналов, основанный на знаково-ранговом критерии Вилкоксона, и сделан вывод о эффективности его применения. Показаны способы оценки ширины спектра радиосигналов. Предложен метод (процедура коррекции) устранения систематической ошибки при измерении ширины занимаемой полосы частот.

Ключевые слова: параметры сигналов, сигнально-кодовые конструкции, спутниковая связь, зондирование, системы спутниковой связи, космические аппараты (КА)

Detection and Estimation of Signal Parameters and Signal-Code Sequence

V. M. Berdnikov, *Cand. Sci. (Engineering)*, Associate Professor, rgrtu@rsreu.ru

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Ryazan, Russian Federation

V. M. Vatutin, *Dr. Sci. (Engineering)*, Prof., contact@spacecorp.ru

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

S. A. Ezhov, *Dr. Sci. (Engineering)*, Prof., contact@spacecorp.ru

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

R. K. Grigorjev, contact@spacecorp.ru

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Abstract. The problem of detection and estimation of the signal parameters of signal-code sequence used in the existing onboard radioelectronic facilities (REF) of spacecraft (SC) of satellite communication system (SCS) is formulated. The algorithm for detecting radio signals based on the Wilcoxon sign-rank criterion is considered and the conclusion about the effectiveness of its application is made. Methods of estimating the width of the spectrum of radio signals are shown. A method (correction procedure) for the elimination of systematic error in measuring the width of the occupied frequency band is proposed.

Keywords: signal parameters, signal-code sequence, satellite communication, sensing, satellite communication systems, spacecraft (SC)

Постановка задачи обнаружения и оценки параметров сигналов и сигнально-кодовых конструкций

Задачу радиомониторинга (РМ) сигналов и сигнально-кодовых конструкций, используемых в существующих бортовых РЭС КА ССС, можно сформулировать следующим образом [1].

На вход блока РМ с приемника поступают комплексные отсчеты $\underline{S}_{\text{вх}}(k)$ наблюдаемого процесса $\underline{S}_{\text{вх}}(t)$, взятые с интервалом дискретизации T . Соответствующая этому интервалу частота дискретизации равна $f_s = 1/T$. Входной процесс представляет собой совокупность M сигналов или сигнально-кодовых конструкций $\underline{s}_m(t)$ неизвестной формы и аддитивного шума $\xi(t)$, спектральная плотность мощности (СПМ) которого $S_\xi(f)$ полагается равномерной во всей анализируемой полосе частот ΔF :

$$S_\xi(f) = \xi_0, \quad \xi_0 = \text{const.} \quad (1)$$

При этом отношение сигнал-шум (ОСШ) для каждого m -го сигнала определяется следующим образом:

$$q_m = \frac{P_{cm}}{P_{\text{ш}}} = \frac{P_{cm}}{\int_{\Delta F} S_\xi(f) df} = \frac{P_{cm}}{\xi_0 \Delta F}, \quad (2)$$

где P_c — мощность сигнала.

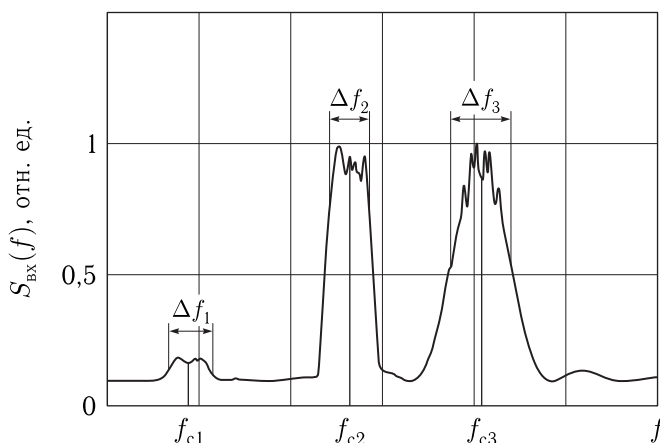


Рис. 1. Пример спектральной плотности мощности входного процесса

Таким образом, входной процесс $\underline{S}_{\text{вх}}(t)$ может быть записан в виде:

$$\underline{S}_{\text{вх}}(t) = \xi(t) + \sum_{m=1}^M S_m(t). \quad (3)$$

Требуется обнаружить все сигналы $\underline{s}_m(t)$ и для каждого сигнала определить несущую частоту f_{cm} , ширину занимаемой полосы частот (ШЗПЧ) [2] Δf_m , а также распознать используемый вид модуляции.

Возможный вид СПМ $S_{\text{вх}}(f)$ входного процесса показан на рис. 1 на примере наличия в смеси $\underline{S}_{\text{вх}}(t)$ трех сигналов с различными уровнями мощности, несущими частотами и шириной занимаемой полосы частот.

Обнаружение сигналов и сигнально-кодовых конструкций, используемых в существующих бортовых РЭС КА ССС

В [3] обосновано применение комбинированного алгоритма для обнаружения радиосигналов априорно неопределенной формы в широком диапазоне частот. Данный алгоритм, основанный на знаково-ранговом критерии Вилкоксона [4], а также на точечном параметрическом алгоритме [5], используется для совместного обнаружения радиосигналов и определения занятых частот. Это позволяет применять его для оценки количества сигналов и сигнально-кодовых конструкций, несущих частот, а также для первичной оценки ширины занимаемой полосы частот.

Алгоритм обнаружения радиосигналов, основанный на знаково-ранговом критерии Вилкоксона, состоит из следующих этапов [3, 4].

1) Вычисление усредненной СПМ входного процесса $X_R(n)$ в наблюдаемой полосе частот:

$$X_R(n) = \frac{1}{R} \sum_{r=1}^R |c_r(n)|^2. \quad (4)$$

Здесь R — количество спектров $c_r(n)$ реализаций входного процесса, подлежащих усреднению,

$r = \overline{1, R}$ — номер выборки, n — номер спектрального отсчета. Выборки $c_r(n)$ могут быть получены с использованием алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ) [6] по формуле

$$A_r(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \underline{S}_{\text{вх}r}(k) \exp(-j2\pi nk/N), \quad (5)$$

где $\underline{S}_{\text{вх}r}(k)$ — отсчеты r -й реализации входного процесса $\underline{S}_{\text{вх}}(t)$, N — объем выборки БПФ.

2) Расчет порогового значения $C_{\text{пор}}$ в соответствии с количеством n_{rg} отсчетов, подлежащих ранжированию на этапе 8 данного алгоритма с заданной вероятностью ложного обнаружения P_F [3]:

$$C_{\text{пор}} = \frac{n_{rg}}{2} \left(\chi_\varepsilon \sqrt{n_{rg}/3} + n_{rg}/2 \right), \quad (6)$$

где процентная точка χ_ε нормального распределения может быть приближенно вычислена по формуле [1]:

$$\chi_\varepsilon = t_\varepsilon - \frac{c_0 + c_1 t_\varepsilon + c_2 t_\varepsilon^2}{1 + d_1 t_\varepsilon + d_2 t_\varepsilon^2 + d_3 t_\varepsilon^3}. \quad (7)$$

Здесь параметр $t_\varepsilon = \sqrt{\ln \left(\frac{N}{P_f} \right)^2}$, а коэффициенты равны $c_0 = 2,515517$, $c_1 = 0,802853$, $c_2 = 0,010328$, $d_1 = 1,432788$, $d_2 = 0,189269$, $d_3 = 0,001308$.

Основываясь на выводах, сделанных в [3], а также на полученных экспериментальных данных, установлено, что наилучшие характеристики обнаружения достигаются при использовании значения параметра $n_{rg} = 35$.

3) Определение оценки математического ожидания $\hat{\mu}_1\{x_{\text{ш}}\}$ отсчетов СПМ, соответствующих шуму $x_{\text{ш}}$. Для решения данной задачи используется методика, описанная в [5].

Первичная оценка интенсивности шума $\hat{\sigma}_{\xi 0}^2$ рассчитывается как минимальное значение СПМ $X_R(n)$, сглаженной прямоугольным окном шириной W :

$$\tilde{X}_R(n) = \frac{1}{W} \sum_{i=n-[W/2-1]}^{n+[W/2]} X_R(i). \quad (8)$$

Проведя преобразования, получим:

$$\hat{\sigma}_{\xi 0}^2 = N \min \tilde{X}_R(n). \quad (9)$$

Учитывая выводы, сделанные в [3, 5, 7], было выбрано значение $W = 20$.

Полученное значение можно использовать для разбиения отсчетов $\tilde{X}_R(n)$ на «шумовые» и «сигнальные» для сравнения оценки СПМ (4) с порогом:

$$x_{1\text{пор}} = \frac{\hat{\sigma}_{\xi 0}^2}{N} \left(1 - \frac{1}{9R} + \chi_\varepsilon \sqrt{\frac{1}{9R}} \right)^3. \quad (10)$$

Далее к множеству «сигнальных» отсчетов $\theta_{\text{сиг}}$ относятся те отсчеты $X_R(n)$, которые превышают порог $x_{1\text{пор}}$. Количество полученных таким образом отсчетов обозначим $N_{\text{сиг}}$.

Окончательная оценка интенсивности шума определяется выражением

$$\hat{\sigma}_\xi^2 = \frac{N}{N - N_{\text{сиг}}} \sum_{n \notin \theta_{\text{сиг}}} X_R(n). \quad (11)$$

При этом за оценку математического ожидания «шумовых» отсчетов принимается величина

$$\hat{\mu}_1\{x_{\text{ш}}\} = \frac{\hat{\sigma}_\xi^2}{N}. \quad (12)$$

4) Центрирование отсчетов $X_R(n)$ по оценке математического ожидания шумовых отсчетов $\hat{\mu}_1\{x_{\text{ш}}\}$:

$$X_R^\circ(n) = X_R(n) - \hat{\mu}_1\{x_{\text{ш}}\}. \quad (13)$$

5) Формирование выборки $\mathbf{X} = \{x_1, \dots, x_{nrg}\}$, состоящей из первых n_{rg} отсчетов $X_R^\circ(n)$.

6) Вычисление переменных ϕ_i , $i = \overline{1, n_{rg}}$, определяющих знаки элементов выборки \mathbf{X} по правилу:

$$\varphi_i = \begin{cases} 1, & x_i \geq 0; \\ 0, & x_i < 0. \end{cases} \quad (14)$$

7) Определение абсолютных значений элементов $|x_i|$, $i = \overline{1, n_{rg}}$.

8) Ранжирование абсолютных значений $|x_i|$, $i = \overline{1, n_{rg}}$, то есть расположение элементов $|x_i|$ в порядке возрастания.

9) Определение рангов R_i^+ элементов $|x_i|$, $i = \overline{1, n_{rg}}$ как порядковый номер расположения абсолютных значений $|x_i|$ в ранжированном ряду.

10) Вычисление суммы положительных знаков рангов T^+ модифицированного критерия Вилкоксона:

$$T^+ = \sum_{i=1}^{n_{rg}} R_i^+ \varphi_i. \quad (15)$$

11) Представление значения T^+ в переменную T_l^+ . При первом выполнении данного этапа принимается $l = 1$.

12) Переход к следующему по порядку значению l и формирование выборки $\mathbf{X} = \{x_1, \dots, x_{n_{rg}}\}$, состоящей из n_{rg} спектральных отсчетов, начиная с l .

13) Переход к следующему по порядку значению l при циклическом выполнении этапов 6–12 до тех пор, пока не будет вычислено значение $T_{N-n_{rg}}^+$.

14) Принятие решения T_l о наличии или отсутствии сигнала на частоте, соответствующей l -му отсчету:

$$\begin{cases} T_l = 1, & l = \overline{1, N - n_{rg}}, \text{ при } T_l^+ \geq C_{\text{пор}}, \\ T_l = 0, & l = \overline{1, N - n_{rg}}, \text{ при } T_l^+ < C_{\text{пор}}. \end{cases} \quad (16)$$

15) Дополнение массива решений $\mathbf{T} = \{T_1, \dots, T_{N-n_{rg}}\}$ $\frac{n_{rg}}{2}$ логическими нулями в начале и $\frac{n_{rg}}{2}$ нулями в конце для установления соответствия между элементами статистики \mathbf{T} и частотами спектральных отсчетов. Полученные таким образом элементы вектора $T(n)$, $n = \overline{1, N}$, являются выходными данными алгоритма Вилкоксона.

Согласно точечному параметрическому алгоритму [3, 5], решение $T_{\Pi}(n)$ о наличии или отсутствии сигнала на частоте, соответствующей n -му спектральному отсчету, принимается по результатам сравнения отсчетов $X_R(n)$ с порогом $x_{2\text{пор}}$, который рассчитывается аналогично (1.10), но с тем отличием, что вместо первичной оценки интенсивности шума $\hat{\sigma}_{\xi 0}^2$ используется окончательная оценка интенсивности шума $\hat{\sigma}_{\xi}^2$:

$$x_{2\text{пор}} = \frac{\hat{\sigma}_{\xi}^2}{N} \left(1 - \frac{1}{9R} + \chi_{\varepsilon} \sqrt{\frac{1}{9R}} \right)^3. \quad (17)$$

Тогда значения элементов вектора решений $\mathbf{T}_{\Pi} = \{T_{\Pi 1}, \dots, T_{\Pi N}\}$, соответствующего точечному

параметрическому алгоритму, устанавливаются согласно правилу:

$$\begin{cases} T_{\Pi n} = 1, & n = \overline{1, N}, \text{ при } X_R(n) \geq x_{2\text{пор}}, \\ T_{\Pi n} = 0, & n = \overline{1, N}, \text{ при } X_R(n) < x_{2\text{пор}}. \end{cases} \quad (18)$$

Алгоритм, основанный на модифицированном критерии Вилкоксона [4], наиболее эффективен для обнаружения сигналов и сигнально-кодовых конструкций, представленных в СПМ входного процесса более чем 32 отсчетами. В свою очередь, принятие решения о наличии или отсутствии сигнала по правилу (18) обеспечивает обнаружение сравнительно узкополосных сигналов.

Для сочетания данных свойств обоих рассмотренных подходов окончательный массив решений $\mathbf{T}_{\text{обн}} = \{T_{\text{обн}1}, \dots, T_{\text{обн}N}\}$ определяется поэлементным применением логической операции «или» для векторов решений обоих алгоритмов:

$$T_{\text{обн}n} = T_n \vee T_{Bn}, \quad n = \overline{1, N}. \quad (19)$$

Функциональная схема комбинированного алгоритма обнаружения радиосигналов представлена на рис. 2.



Рис. 2. Функциональная схема комбинированного алгоритма обнаружения радиосигналов

На рис. 3 в качестве примера показана оценка СПМ входного процесса $X_R(n)$, а также обозначены решения $T(n)$, $T_{\Pi}(n)$, $T_{\text{обн}}(n)$ для каждого из двух сигналов $\underline{S}_1(t)$ и $\underline{S}_2(t)$ при $N = 1024$, отношении сигнал-шум в полосе приемника $q = -18$ дБ, частоте дискретизации $f_s = 200$ МГц и количестве усреднений $R = 32$.

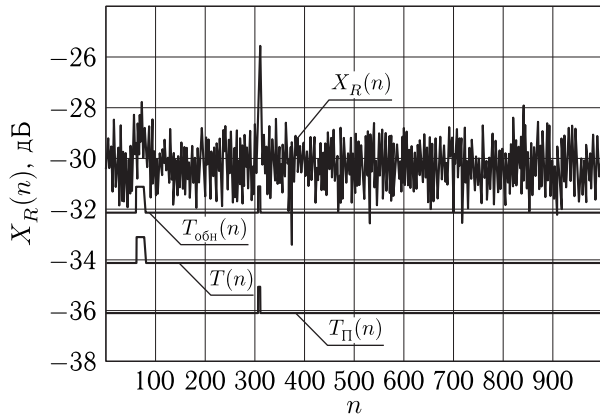


Рис. 3. Пример СПМ входного процесса и соответствующих ему решений о наличии сигнала

На рис. 3 показана ситуация, когда в результате использования алгоритма, основанного на критерии Вилкоксона, обнаружен только сигнал $\underline{S}_1(t)$, а по критерию (18) — только сигнал $\underline{S}_2(t)$. Массив $\mathbf{T}_{\text{обн}}$ содержит решения о наличии обоих сигналов.

Оценка параметров сигналов и сигнально-кодовых конструкций, используемых в существующих бортовых РЭС КА ССС

Существующие способы оценки ширины спектра радиосигналов

В задачах РМ общепринятым способом оценки ширины спектра радиосигналов является оценка ширины занимаемой полосы частот (ШЗПЧ) [1]. Занимаемая ширина полосы частот радиоизлучения — ширина полосы частот радиоизлучения, за пределами которой излучается заданная часть β мощности радиопередающего устройства [2]. Данный термин является синонимом используемого в работах термина ШЗПЧ.

Как правило [8, 9], мощности за верхним и нижним пределами полагаются одинаковыми и равными $\beta/2$ от общей мощности сигнала P . ШЗПЧ определяется как разность верхней $f_{\text{в}}$ и нижней $f_{\text{н}}$ частот $\Delta f_3 = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$, определяемых из решения системы уравнений:

$$\begin{cases} \int_0^{\infty} S_{\text{вх}}(f) df = P, \\ \int_0^{f_{\text{н}}} S_{\text{вх}}(f) df = \frac{\beta}{2}P, \\ \int_{f_{\text{в}}}^{\infty} S_{\text{вх}}(f) df = \frac{\beta}{2}P. \end{cases} \quad (20)$$

Однако техническая реализация оценки ШЗПЧ напрямую по формуле (20) затруднена по ряду причин.

Во-первых, интегрирование с бесконечными пределами невозможно из-за ограниченной полосы пропускания радиооборудования. Для решения данной проблемы принимают допущение, что пределы интегрирования 0 и ∞ можно заменить соответственно на такие $f_{\text{ин}}$ и $f_{\text{ив}}$, что значения мощности сигнала $\int_{f_{\text{ив}}}^{\infty} S(f) df$ и $\int_0^{f_{\text{ин}}} S(f) df$ за их пределами окажутся незначительными:

$$\begin{cases} \int_{f_{\text{ин}}}^{f_{\text{ив}}} S(f) df = P, \\ \int_{f_{\text{ин}}}^{f_{\text{н}}} S(f) df = \frac{\beta}{2}P, \\ \int_{f_{\text{в}}}^{f_{\text{ив}}} S(f) df = \frac{\beta}{2}P. \end{cases} \quad (21)$$

Для получения $f_{\text{ин}}$ и $f_{\text{ив}}$ применяются известные итеративные процедуры [8, 9], в которых пределы интегрирования сначала принимают близкими к центральной частоте сигнала, полагаемой известной априори, а затем расширяют их до тех пор, пока значение Δf_3 не перестанет существенно изменяться.

Во-вторых, выбор пределов интегрирования существенно влияет на результат измерения ШЗПЧ. При полосе анализа ΔF , значительно превышающей истинное значение Δf_3 , а также при малом отношении сигнал–шум результат оценки ШЗПЧ оказывается некорректным, т. к. в реальной ситуации выражения (1.21) определяют не мощность сигнала в соответствующих полосах частот, а мощность сигнала с шумом.

Для уменьшения влияния шума при оценке Δf_3 значения СПМ принятой смеси принимают равной нулю на тех участках, где СПМ сигнала не превышает СПМ шума более чем на 6 дБ [10], что представляется маловероятным для задач РМ (РР) сигналов и сигнально-кодовых конструкций, применяемых в КА ССС, так как в рамках данной задачи ОСШ может быть менее 0 дБ.

При наличии априорных сведений об ожидаемой ШЗПЧ для уменьшения влияния шума и помех (в том числе соседних каналов и сигналов других РЭС) применяют предварительную фильтрацию сигнала или дополнительное сужение пределов интегрирования. При разнице пикового уровня СПМ и уровня СПМ на крайних частотах анализа $f_{ин}$ и $f_{ив}$ не менее 30 дБ, а также при согласовании полосы анализа с ШЗПЧ сигнала $\Delta F = (2-2,5)\Delta f_3$ ошибка измерений обычно не превышает 10% [9].

Выбор пределов интегрирования

Для измерения ШЗПЧ при низких ОСШ и полосе приемника ΔF , которая может существенно превосходить Δf_3 , предлагается выбрать пределы интегрирования $f_{ин}$ и $f_{ив}$ исходя из информации о ширине спектра сигнала, содержащегося в векторе решений $\mathbf{T}_{обн}$, которая на данном этапе является априорной.

За первичные индексы нижней и верхней граничных частот принимаются такие $n_{н0}$ и $n_{в0}$, в окрестностях которых наблюдается переход $T_{обн}(n)$ соответственно из «0» в «1» или из «1» в «0»:

$$\begin{cases} T_{обн}(n_{н0}) = 1, \\ T_{обн}(n_{н0} - 1) = 0, \\ T_{обн}(n_{в0}) = 1, \\ T_{обн}(n_{в0} + 1) = 0. \end{cases} \quad (22)$$

Полученные значения $n_{н0}$ и $n_{в0}$ можно использовать для прямой подстановки в (1.21) частот:

$$\begin{cases} f_{ин} = n_{н0} \frac{f_s}{N}, \\ f_{ив} = n_{в0} \frac{f_s}{N}. \end{cases} \quad (23)$$

Однако при низких отношениях сигнал–шум, учитывая допущение (1) и пренебрегая мощностью сигнала, оценка ШЗПЧ в результате расчета по (21) будет равна:

$$\Delta \hat{f}_3 = (f_{ив} - f_{ин})(1 - \beta). \quad (24)$$

Как правило, при низких ОСШ величина $f_{ив} - f_{ин}$ оказывается заниженной:

$$f_{ив} - f_{ин} < \Delta \hat{f}_3. \quad (25)$$

Таким образом, желательно, чтобы в рассмотренном случае расчет ШЗПЧ по формуле (1.21), по крайней мере, не уменьшал ширину интервала $(f_{ив} - f_{ин})$. Для этого пределы интегрирования выбираются таким образом, чтобы величина $(f_{ив} - f_{ин})$ увеличивалась в $(1 - \beta)^{-1}$ раз по сравнению прямой подстановкой (23):

$$\begin{cases} f_{ин} = \frac{f_s}{N} \left(n_{н0} - \frac{1}{2} \frac{n_{в0} - n_{н0}}{(1 - \beta)^{-1} - 1} \right), \\ f_{ив} = \frac{f_s}{N} \left(n_{в0} + \frac{1}{2} \frac{n_{в0} - n_{н0}}{(1 - \beta)^{-1} - 1} \right). \end{cases} \quad (26)$$

Для дальнейших экспериментальных исследований было выбрано значение $\beta = 0,15$, так как оно обеспечивает большую стабильность оценки ШЗПЧ при воздействии различных видов сигналов, а именно сигналов, модулированных прямоугольными импульсами (и, следовательно, имеющих часть общей мощности вне основного лепестка СПМ около 10%), и сигналов с предмодуляционной фильтрацией по сравнению с использованием рекомендованного в [1, 9, 10] значения $\beta = 0,1$.

В рамках данной работы были проведены экспериментальные исследования, позволившие установить, что выбор пределов интегрирования по формуле (26) позволяет скомпенсировать дополнительное занижение оценки ШЗПЧ (24) при низких отношениях сигнал–шум и не оказывает существенного влияния на оценку $\Delta \hat{f}_3$ при ОСШ в полосе приемника выше 10 дБ по сравнению с выбором $f_{ин}$ и $f_{ив}$ по формуле (23).

Нецелые индексы верхней и нижней граничных частот $n_{в1}$ и $n_{н1}$ рассчитываются из системы уравнений, аналогичной (21):

$$\begin{cases} \int_{n_{н1}}^{n_{в1}} \tilde{X}_R(n) dn = P, \\ \int_{f_{ив} \frac{N}{f_s}}^{f_{ин} \frac{N}{f_s}} \tilde{X}_R(n) dn = \frac{\beta}{2} P, \\ \int_{n_{в1}}^{n_{н1}} \tilde{X}_R(n) dn = \frac{\beta}{2} P, \\ \int_{f_{ин} \frac{N}{f_s}}^{f_{ив} \frac{N}{f_s}} \tilde{X}_R(n) dn = \frac{\beta}{2} P, \end{cases} \quad (27)$$

где $\tilde{X}_R(n)$ — результат линейной интерполяции $X_R(n)$.

Отсюда значение оценки ШЗПЧ определяется как

$$\Delta \hat{f}_3 = (n_{в1} - n_{н1}) \frac{f_s}{N}. \quad (28)$$

Оценка несущей частоты

Оценка несущей частоты может быть определена как среднее арифметическое граничных частот:

$$\hat{f}_c = \frac{n_{в1} + n_{н1}}{2} \frac{f_s}{N}. \quad (29)$$

Известны [11, 12] и другие методы определения несущей частоты, такие как MUSIC, EV, а также методы на основе параметрических моделей авто-регрессии и скользящего среднего. Эти методы позволяют повысить точность определения несущей частоты, по сравнению с оценкой (29), при неизменном объеме выборки $N \times R$. Однако эти методы сопряжены с дополнительными вычислительными затратами. Проведенные в данной работе экспериментальные исследования показали, что увеличение объема выборки и использование для оценки несущей частоты формулы (29) до такого значения, что время, необходимое для расчета \hat{f}_c , оказывается равным времени, необходимому для реализации указанных методов при исходном объеме выборки, и приводит к большему выигрышу в определении \hat{f}_c , чем при использовании дополнительных методов.

Устранение систематической ошибки измерения ШЗПЧ

Экспериментальные исследования выбранного алгоритма показали, что ошибка определения ШЗПЧ $\delta_{\Delta f} = \Delta \hat{f}_3 - \Delta f_3$ содержит систематическую составляющую, то есть ее математическое ожидание $\mu_1\{\delta_{\Delta f}\}$ не равно нулю, где оценка ШЗПЧ $\Delta \hat{f}_3$ определена по формуле (28).

На рис. 4 показаны зависимости $\mu_1\{\delta_{\Delta f}\}$ от отношения сигнал-шум q в полосе частот ΔF при различных значениях истинной ШЗПЧ Δf_3 .

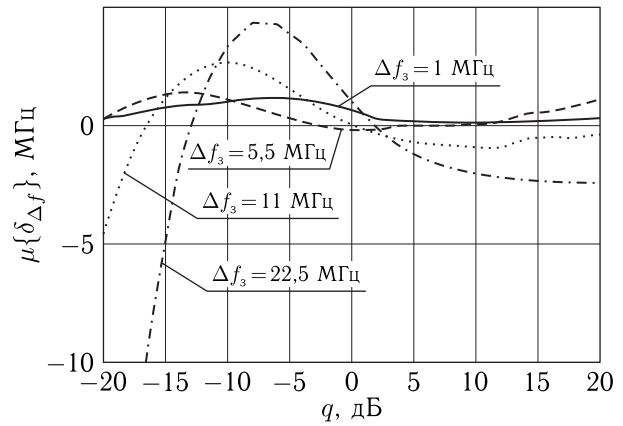


Рис. 4. Зависимости систематической ошибки определения ШЗПЧ от отношения сигнал-шум

Данные результаты получены при частоте дискретизации $f_s = 200$ МГц, количестве усреднений СПМ $R = 122$ и тысяче повторений опыта для каждого значения q .

Для компенсации систематической ошибки $\mu_1\{\delta_{\Delta f}\}$ предлагается использовать следующую процедуру коррекции.

1) На основе экспериментальных исследований модели блока обнаружения и оценки параметров радиосигналов создается база данных $\Delta \hat{f}_3(\Delta f_3, q)$ зависимости измеренного по формуле (28) значения оценки ШЗПЧ от известных при моделировании априори ШЗПЧ сигнала и ОСШ.

2) Производится оценка ОСШ по формуле:

$$\hat{q} = \frac{P - (f_{ив} - f_{ин}) \hat{\mu}_1\{x_{ш}\}}{\Delta F \hat{\mu}_1\{x_{ш}\}}. \quad (30)$$

Среднеквадратическая ошибка определенного таким образом ОСШ не превышает 1 дБ в диапазоне значений входных ОСШ от -20 до $+20$ дБ.

3) Исходя из данных $\Delta \hat{f}_3(\Delta f_3, q)$ с использованием интерполяции строится зависимость $\Delta f_3(\Delta \hat{f}_3)$ при полученном значении \hat{q} .

4) Скорректированное значение оценки ШЗПЧ определяется с использованием интерполяции зависимости $\Delta f_3(\Delta \hat{f}_3)$:

$$\Delta \hat{f}_k = \Delta f_3(\Delta \hat{f}_3). \quad (31)$$

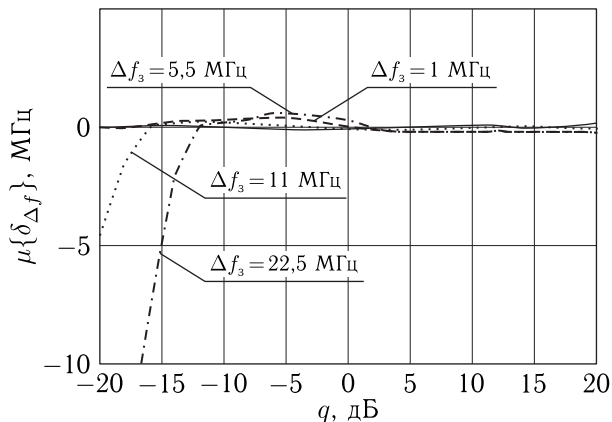


Рис. 5. Зависимости систематической ошибки определения ШЗПЧ от отношения сигнал-шум после коррекции

Зависимости $\mu\{\delta_{\Delta f}\}$ от отношения сигнал-шум q при различных значениях истинной ШЗПЧ Δf_3 при использовании коррекции показаны на рис. 5.

Выводы

Основные результаты проведенных в статье исследований таковы:

1. Сформулирована для решения задача обнаружения и оценки параметров сигналов и сигнально-кодовых конструкций, используемых в существующих бортовых РЭС КА ССС.

2. Рассмотрен алгоритм обнаружения радиосигналов, основанный на знаково-ранговом критерии Вилкоксона, и сделан вывод о эффективности его применения.

3. Показаны способы оценки ширины спектра радиосигналов. Предложен метод (процедура коррекции) устранения систематической ошибки при измерении ширины занимаемой полосы частот.

Список литературы

1. Радиомониторинг — задачи, методы, средства / Под ред. А. М. Рембовского. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Горячая линия-Телеком, 2010. 624 с.
2. ГОСТ 23611-79. Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная. Термины и определения. М.: Издательство стандартов, 1979. 18 с.
3. Стоянов Д. Д. Разработка и исследование алгоритмов обнаружения сигналов в когнитивных радиосетях: дисс... канд. техн. наук: 05.12.04. Ярославль, 2014. 129 с.
4. Акимов П. С., Евстратов Ф. Ф., Захаров С. И. и др. Обнаружение радиосигналов / Под ред. А. А. Колодова. М.: Радио и связь, 1989. 288 с.
5. Рембовски А. М., Токарев А. Б. Автоматизированный радиомониторинг на основе одноканальной и двухканальной обработки данных // Вестник МГТУ, 2004, № 3(56). С. 42–62.
6. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. 5-е изд. М.: Высшая школа, 2005. 462 с.
7. Токарев А. Б. Рекомендации по выбору параметров обработки при поиске шумовых участков диапазона частот // Радиотехника, 2012, № 2. С. 49–52
8. Харченко И. П., Ральников В. И., Ленцман В. Л. Временная методика радиоконтроля ширины занимаемой полосы частот радиоизлучений. Проблемная лаборатория по РК и ЭМС при СПб ГУТ. СПб., 2001
9. Измерение ширины полосы частот на станциях радиоконтроля // Рекомендация SM.443-4 сектора радиосвязи Международного союза электросвязи. Электронная публикация. Женева, 2011. 9 с.
10. Справочник по радиоконтролю. МСЭ 2002. Женева, 2004. 548 с.
11. Марпл С. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 547 с.
12. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2002. 608 с.