УДК 621.396

Обнаружение слабых сигналов методом взаимной корреляции с компенсацией фазовых нестабильностей при радиоконтроле частотного ресурса спутниковых систем связи

Кулакова В. И.

Постановка задачи: космические аппараты (КА) широко используются для ретрансляции сигналов Земных станций (3С) в целях их передачи на большие расстояния. Обнаружение всех 3С, использующих спутниковые системы связи, необходимо для контроля частотного ресурса КА связи и его защиты от несанкционированного доступа. Для обнаружения сигналов 3С используется метод взаимной корреляции. Сложность заключается в том, что сигналы несанкционированных ЗС зачастую наблюдаются станцией мониторинга при значительном отрицательном отношении сигнал/шум (ОСШ) (менее минус 20 дБ). В связи с этим для получения пика огибающей взаимной корреляционной функции (ВКФ) требуется длительное время когерентного накопления обнаруживаемого сигнала (десятки секунд). При этом важным фактором становятся фазовые нестабильности, вносимые в сигнал приемо-передающими трактами в составе задействованных КА и наземного радиоприемного устройства. Целью работы является исследование возможности обнаружения слабых сигналов 3С в реальных условиях применения. При этом для компенсации фазовых нестабильностей в каналах используется сигнал реперной 3С. Результат: Приведены формулы расчета ОСШ на выходе коррелятора в зависимости от ОСШ в каждом канале, полосы приема и длительности интервала интегрирования. Для обнаружения пика огибающей ВКФ на фоне выходных шумов необходимо обеспечить выходное ОСШ не менее 10...12 дБ. Это означает, что если сигнал ЗС принимается при ОСШ около -30 дБ в каждом канале, то потребуется 16 с обработки в полосе частот 1 МГц. При вычислении взаимной корреляции на таких длительных интервалах необходимо учитывать присутствие в каналах частотных отстроек и фазовых нестабильностей. При этом фазовая нестабильность на входе коррелятора является похожей для всех сигналов 3С, которые ретранслируется данным набором КА, в то время как сдвиг по частоте для каждой 3С будет отличным из-за эффекта Доплера. На основании этого предлагается использовать эквалайзер для компенсации фазовых нестабильностей, который настраивается по известному сигналу реперной 3С. После применения эквалайзера, алгоритм обнаружения всех 3С сводится к расчету ВКФ сигналов, принятых в соседних каналах, для разных значений отстроек по частоте и сравнению ее огибающей с заданным порогом. Приведены результаты эксперимента, в ходе которого были приняты и зарегистрированы сигналы с двух КА. В данных присутствовал сигнал реперной ЗС, у которого расширение спектра происходило за счет использования псевдослучайной последовательности. Длительность записи сигнала составляла 19 с. Оцененные фазовые нестабильности по амплитуде достигали 300°, что разрушало корреляцию сигналов в разных каналах. Показано, что при использовании эквалайзера, корректном выборе шага поиска максимума огибающей ВКФ по времени и частоте, экспериментальное выходное ОСШ с высокой точностью согласуются с теоретическими расчетами. Помимо сигнала реперной ЗС было обнаружено еще три ЗС, которые отличались от сигнала реперной ЗС отстройкой по частоте.

Ключевые слова: спутниковые системы связи, обнаружение сигналов, метод взаимной корреляции, отношение сигнал/шум.

Библиографическая ссылка на статью:

Кулакова В. И. Обнаружение слабых сигналов методом взаимной корреляции с компенсацией фазовых нестабильностей при радиоконтроле частотного ресурса спутниковых систем связи // Системы управления, связи и безопасности. 2020. № 1. С. 33-48. DOI: 10.24411/2410-9916-2020-10102.

Reference for citation:

Kulakova V. I. Detection of Weak Signals by Cross-Correlation with Phase Instabilities Compensation for Spectrum Monitoring in Satellite Communication Systems. *Systems of Control, Communication and Security*, 2020, no. 1, pp. 33-48. DOI: 10.24411/2410-9916-2020-10102 (in Russian).

Введение

Спутниковые системы связи широко используются для ретрансляции сигналов земных станций (ЗС) в целях их передачи на большие расстояния [1]. Информация о всех передатчиках, использующих спутниковые системы связи, необходима для контроля частотного ресурса телекоммуникационного космического аппарата (КА) и его защиты от несанкционированного доступа [2].

Одна из распространенных схем контроля частотного ресурса КА представлена на рис. 1 [2-6]. Принцип ее работы основан на том, что сигналы нескольких ЗС одновременно принимаются двумя (или более) КА, которые затем ретранслируют их в другое место на поверхности Земли, где они регистрируется станцией мониторинга. Если местоположение ЗС и классы излучаемых ею сигналов известны, то ее называют реперной станцией (РС) [3, 4]. На станции мониторинга вычисляется корреляция сигналов, принятых с двух КА, для различных временных и частотных сдвигов, до тех пор, пока не появится пик в огибающей взаимной корреляционной функции (ВКФ). Временные и частотные сдвиги, при которых получен данный пик огибающей ВКФ, могут быть использованы для поиска местоположения соответствующей им ЗС.



Рис. 1. Принцип работы схемы контроля спутниковой системы связи

На практике возникает сложность с использованием метода ВКФ, поскольку коррелируемые сигналы являются слабыми, т.е. наблюдаемыми при большом отрицательном значении отношения сигнал/шум (ОСШ) по мощности, которое может достигать значений -35...-20 дБ [2, 3]. В связи с этим для получения пика огибающей ВКФ требуется длительное время когерентного накопления обнаруживаемого сигнала [7]. При этом важным фактором становятся фазовые нестабильности, вносимые в сигнал приемо-передающими трактами в составе задействованных КА и наземного радиоприемного устройства [3, 8]. Для компенсации фазовых нестабильностей в каналах приема может быть использован сигнал РС [3, 5, 6]. Подход основан на том, что фазовая нестабильность на входе коррелятора является похожей для всех сигналов 3С, которые ретранслируется данным набором КА, в то время как сдвиг по частоте для каждой ЗС отличается из-за эффекта Доплера. В работах [5, 6] предполагается, что данная компенсация с использованием РС выполняется, но не предоставляется описание алгоритма компенсации или результатов экспериментов. В работе [3] предложен алгоритм компенсации фазовых нестабильностей и продемонстрирована его работа для повышения выходного ОСШ и улучшения точности оценки частотного сдвига. Данный алгоритм был также применен в [9]. Согласно [3] после получения пика огибающей ВКФ для сигналов, принятых от РС, вычисляются временной сдвиг и примерное значение частотного сдвига сигналов. Это позволяет рассчитать подынтегральную функцию в выражении для ВКФ для оцененных сдвигов и, таким образом, определить сигнал рассогласования, который содержит информацию о фазовых нестабильностях в каналах и остаточном частотном сдвиге. Корректирующий сигнал представляет собой сигнал рассогласования после применения к нему фильтрации. При вычислении ВКФ для неизвестных сигналов подынтегральная функция умножается на комплексно-сопряженный корректирующий сигнал. Недостатком данной схемы компенсации является условие получения пика огибающей ВКФ для сигнала РС, что не всегда выполнимо, если сигнал РС сам является слабым. В противном случае необходима априорная информация о сдвигах сигналов РС в каналах.

Компенсация фазовых нестабильностей возможна и без применения PC [10]. В этом случае интервал наблюдения разбивается на несколько коротких сегментов, внутри которых оценивается изменение частотного сдвига. Изменение частотного сдвига моделируется линейной функцией, параметры которой подбираются из условия максимизации пика ВКФ. После компенсации изменения сдвига частоты от сегмента к сегменту, результаты корреляций по каждому сегменту сращиваются, что позволяет увеличить выходное ОСШ. Данный подход предполагает, что на коротком сегменте, на котором справедлива квадратичная модель фазовой нестабильности, возможно получить пик огибающей ВКФ с достаточным выходным ОСШ, чтобы оценить динамику изменения частотного сдвига. Для слабых сигналов это условие зачастую не выполняется.

Алгоритм компенсации фазовых нестабильностей, предлагаемый в данной работе, во многом похож на [3], но использует корреляцию принятых сигналов PC с известным излученным сигналом, что позволяет работать даже со слабыми сигналами PC. Это связано с тем, что в данном случае один из коррелируемых сигналов является чистым (без шумов), что позволяет получить пик огибающей ВКФ на коротких интервалах интегрирования. Отличительной особенностью предлагаемой работы является также сопоставление практических результатов с теоретическими расчетами с подробным описанием всех проводимых вычислений.

Работа в дальнейшем представлена следующим образом. В первом разделе приводятся формулы для расчета выходного ОСШ. Во втором разделе рассматривается вопрос компенсации при расчете ВКФ фазовых нестабильностей в принятых сигналах. Затем представлены результаты эксперимента.

1. Отношение сигнал шум на выходе коррелятора

Пусть спектральная плотность шумов в пределах полосы пропускания по частоте радиоприемного устройства сохраняет постоянное значение. Пусть есть две выборки сигнала 3С x(n) и y(n), принятые в двух независимых каналах приема (полученные с двух КА), содержащие по N комплексных отсчетов на частоте дискретизации F_s :

$$x(n) = s_1(n) + q_1(n),$$
 (1.1)

$$y(n) = s_2(n) + q_2(n) = \alpha \cdot s_1(n + D_{1,2}) + q_2(n), n = 0, 1, \dots, N-1,$$
(1.2)

где $s_1(n)$ – комплексная огибающая сигнала 3С, принятого в первом канале приема, $s_2(n)$ – комплексная огибающая сигнала 3С, принятого во втором канале приема с коэффициентом затухания α , $q_1(n)$, $q_2(n)$ – аддитивные гауссовские центрированные шумы в первом и втором каналах соответственно, $D_{1,2}$ – задержка сигнала $s_1(n)$ относительно $s_2(n)$, выраженная в отсчетах сигнала. Отметим, что сигнал $s_1(n)$ считается некоррелированным с шумами $q_1(n)$ и $q_2(n)$.

Тогда взаимная корреляция сигналов x(n) и y(n), вычисленная для максимальной возможной задержки сигнала ЗС D_{max} [11]:

$$K_{xy}(m) = \begin{cases} \frac{1}{N - |m|} \sum_{\substack{n=0 \\ N - |m| - 1 \\ N - |m|}} x(n + m) \cdot y(n)^{*}, & m = 0, 1, \dots, D_{max}, \\ \frac{1}{N - |m|} \sum_{\substack{n=0 \\ n = 0}} x(n) \cdot y(n - m)^{*}, & m = -D_{max}, -D_{max} + 1, \dots, -1, \end{cases}$$
(2)

где ()^{*} – обозначает комплексное сопряжение. Введем функцию, описывающую произведение сигналов x и y с учетом их сдвига по времени на m отсчетов:

$$r_{xy}(n,m) = \begin{cases} x(n+m) \cdot y(n)^*, & m = 0, 1, ..., D_{max}, \\ x(n) \cdot y(n-m)^*, & m = -D_{max}, -D_{max} + 1, ..., -1. \end{cases}$$
(3)

Используя (3), выражение (2) можно записать в виде:

$$K_{xy}(m) = \frac{1}{N - |m|} \sum_{n=0}^{N - |m| - 1} r_{xy}(n, m).$$
(4)

Используя (1), раскроем выражение (4) для $K_{xy}(m)$:

$$K_{xy}(m) = \frac{1}{N \cdot |m|} \sum_{n=0}^{N \cdot |m|-1} r_{s1s2}(n,m) + \frac{1}{N \cdot |m|} \sum_{n=0}^{N \cdot |m|-1} r_{s1q2}(n,m) + \frac{1}{N \cdot |m|} \sum_{n=0}^{N \cdot |m|-1} r_{q1s2}(n,m) + \frac{1}{N \cdot |m|} \sum_{n=0}^{N \cdot |m|-1} r_{q1q2}(n,m) = K_{SS}(m) + v_{s1q2}(m) + v_{q1s2}(m) + v_{q1q2}(m) = K_{SS}(m) + v_{\Sigma}(m),$$
(5)

где $K_{SS}(m) = \frac{1}{N \cdot |m|} \sum_{n=0}^{N \cdot |m|-1} r_{s1s2}(n, m) - BK\Phi$ для сигнала 3С, а все остальные состав-

ляющие v_{s1q2} , v_{q1s2} , v_{q1q2} являются выходным шумом v_{Σ} , полученным за счет усреднения произведения шумовых отсчетов, а также произведения шума с сигналом. Выходной шум v_{Σ} стремится к нулю при увеличении времени интегрирования $T = N \cdot F_s$ [7].

Примем $D_{max} \ll N$. ОСШ на выходе коррелятора определятся выражением [12]:

$$R_{out} = |K_{SS}(D_{1,2})| / STD\{v_{\Sigma}\} = S_{out} / \sigma_{v}, \qquad (6)$$

DOI: 10.24411/2410-9916-2020-10102

URL: https://sccs.intelgr.com/archive/2020-01/02-Kulakova.pdf

где $STD\{x\}$ – операция вычисления среднеквадратического отклонения (СКО), σ_v – СКО выходного шума $v_{\Sigma} = v_{s1q2} + v_{q1s2} + v_{q1q2}$, $S_{out} = |K_{SS}(D_{1,2})|$ – уровень выходного сигнала. При этом $S_{out} = \sigma_{s1} \cdot \sigma_{s2} = \sqrt{P_{s1}P_{s2}}$, где σ_{s1} , σ_{s2} – СКО сигналов s_1 и s_2 соответственно, P_{s1} , P_{s2} – их средние мощности в полосе частот приема B. Здесь и далее частотные полосы определяются как двусторонние (в диапазоне от $-\infty$ до $+\infty$), т.е. в данном случае $B = F_s$.

СКО выходного шума v_{Σ} уменьшается при усреднении пропорционально \sqrt{BT} [7]:

$$\sigma_{v} = \sqrt{\sigma_{s1}^{2} \sigma_{q2}^{2} + \sigma_{q1}^{2} \sigma_{s2}^{2} + \sigma_{q1}^{2} \sigma_{q2}^{2}} / \sqrt{BT} , \qquad (7)$$

где σ_{q1} , σ_{q2} – СКО шумов q_1 и q_2 на входе коррелятора. Таким образом, с учетом (6) и (7), ОСШ на выходе коррелятора:

$$R_{out} = \sigma_{s1} \cdot \sigma_{s2} \sqrt{BT} / \sqrt{\sigma_{s1}^2 \sigma_{q2}^2 + \sigma_{q1}^2 \sigma_{s2}^2 + \sigma_{q1}^2 \sigma_{q2}^2} .$$
(8)

При условии, что полезный сигнал принимается под шумами, т.е. $\sigma_s << \sigma_q$:

$$R_{out} \approx \sigma_{s1} \cdot \sigma_{s2} \sqrt{BT} / [\sigma_{q1} \cdot \sigma_{q2}] = R_{in1} \cdot R_{in2} \cdot \sqrt{BT} , \qquad (9)$$

где $R_{in1} = \sigma_{s1}/\sigma_{q1}$, $R_{in2} = \sigma_{s2}/\sigma_{q2}$ – ОСШ для сигналов в первом и втором канале соответственно, посчитанное в полосе частот *B*. Выражение (9) удобно рассматривать в дБ:

$$R'_{out} = R'_{in1} + R'_{in2} + 10 \cdot \log(BT) = R'_{in1} + R'_{in2} + R_{add} \quad (\textbf{д}\textbf{Б}), \tag{10.1}$$

 $R'_{in1} = 20 \cdot \log(R_{in1}), R'_{in2} = 20 \cdot \log(R_{in2}), R_{add} = 10 \cdot \log(BT)$ (дБ), (10.2) где R_{add} – выигрыш в дБ за счет когерентного накопления сигнала ЗС. Например, R_{add} увеличивается на 3 дБ при удвоении времени интегрирования в корреляторе.

Необходимое ОСШ на выходе коррелятора выбирается исходя из заданных характеристик правильного обнаружения и ложной тревоги [12]. Как правило, алгоритм обнаружения сигнала сводится к поиску такого значения огибающей ВКФ $Z = |K_{xy}|$, которое больше некоторого заданного порога: $Z \ge Z_0$. Согласно работам [7, 12] для обнаружения пика огибающей ВКВ на фоне выходных шумов необходимо иметь R'_{out} не менее 10...12 дБ, а для точной оценки задержки и частоты около 20 дБ [2]. Например, если $R_{in1} = R_{in2} = -30$ дБ, то согласно (10) потребуется 16 с обработки в полосе частот 1 МГц, чтобы получить $R'_{out} = 12$ дБ (4 ед.).

Из выражения (8) следует, что увеличение R_{out} можно достигнуть также за счет увеличения полосы частот *B*, в которой ведется обработка сигналов. Однако при увеличении *B* растет СКО шумов на входе коррелятора пропорционально \sqrt{B} . Если при этом не увеличится СКО сигналов, также пропорционально \sqrt{B} (например, если полоса частот сигнала B_s меньше нового значения *B*), то R_{out} будет ниже, чем до увеличения *B*. Это означает, что при условии $F_s > B_s$, необходимо использовать фильтр до коррелятора, полоса пропускания которого B_f согласована с полосой сигнала, т.е. $B_f = B_s$. В противном случае проигрыш по выходному ОСШ будет равен $\sqrt{F_s/B_s}$. За оценку выходного ОСШ \hat{R}_{out} по измеренной ВКФ, что потребуется для сопоставления теоретических и экспериментальных расчетов, примем:

$$\hat{R}_{out} = \hat{S}_{out} / \hat{\sigma}_{v} \approx Z_{max} / \hat{\sigma}_{v}, \qquad (11)$$

где Z_{max} — максимум огибающей измеренной ВКФ, который принимается за оценку уровня выходного сигнала \hat{S}_{out} , а $\hat{\sigma}_v$ — оценка СКО шумовых отсчетов ВКФ. Важно отметить, что оценка $\hat{S}_{out} = Z_{max}$ будет смещенной, поскольку плотность вероятности случайной величины $Z(D_{1,2}) = |K_{xy}(D_{1,2})| = |K_{SS}(D_{1,2}) + v_{\Sigma}(D_{1,2})|$ будет определяться законом Райса [12], а ее среднее значение будет больше значения S_{out} . При увеличении значения R_{out} распределение $Z(D_{1,2})$ будет стремиться к нормальному закону распределения со средним значение мактов мактор значения $Z(D_{1,2})$ относительно значения S_{out} можно пренебречь.

На точность оценки \hat{R}_{out} будет также влиять выбор F_s , поскольку частота дискретизации определяет точность нахождения максимума огибающей ВКФ. Так при условии, что $F_s \ge B_f \ge B_s$, интервал корреляции сигнала на входе коррелятора $\tau_c = 1/B_s$. Выбор $F_s = B_s$ приводит к ухудшению характеристик обнаружения, которое в худшем случае составит двукратное уменьшение мощности выходного сигнала. Это означает, что R_{out} упадет в 0,7 раза. Поэтому на практике для точного нахождения максимума огибающей ВКФ часто полагают $F_s = (2...4)B_s$.

2. Коррекция частотной отстройки и фазовых искажений при расчете ВКФ

Выражение для достижимого выходного ОСШ (8) справедливо для модели (1), когда мгновенные фазы сигналов в каналах совпадают (без учета начальных фаз), т.е. в каналах отсутствует частотная отстройка и фазовые нестабильности. В реальных условиях данное допущение не выполняется, и модель принятого в k-м канале сигнала необходимо дополнить [3, 10, 13]:

$$s_{k}(n) = a_{k} \cdot s_{0}(n - D_{k}) \cdot e^{i[2\pi \cdot \Delta f_{k} \cdot n \cdot T_{s} + \delta \varphi_{k}(n) + \varphi_{k}]}.$$
(12.1)

$$\Delta f_k = \Delta f_{\text{пер } k} + f_{\text{доп } k}, \qquad (12.2)$$

$$\delta \varphi_k(n) = \delta \varphi_{\text{прд}}(n) + \delta \varphi_{\text{прм } k}(n) + \delta \varphi_{\text{KA} k}(n) + \delta \varphi_{\text{атм } k}(n) + \delta \varphi_{\text{доп } k}(n), \quad (12.3)$$

где k – номер канала, $s_0(n)$ – комплексная огибающая сигнала, переданного 3С, D_k – задержка сигнала 3С в канале, Δf_k – сдвиг частоты в канале, $\Delta f_{\text{пер }k}$ – суммарная отстройка по частоте, вносимая в сигнал посредством передатчика, приемника и задействованного КА, $\Delta f_{\text{доп }k}$ – сдвиг частоты за счет допплеровского эффекта, вызванного движением КА относительно 3С и приемника, $\delta \varphi_k$ – фазовые искажения в канале, $\delta \varphi_{\text{прд}}$, $\delta \varphi_{\text{КА }k}$ – фазовые искажения, вносимые в сигнал посредством передатчика, приемника и задействованного КА соответственно, $\delta \varphi_{\text{атм }k}$ – фазовые искажения, вносимые в сигнал из-за атмосферных явлений в канале, $\delta \varphi_{\text{доп }k}$ – фазовые искажения, вызванные изменением $\Delta f_{\text{доп }k}$ за время наблюдения, φ_k – неизвестная и неинформативная начальная фаза. Наличие частотных отстроек Δf_1 , Δf_2 и фазовых искажений (нестабильностей) $\delta \varphi_1$, $\delta \varphi_2$ ограничивает время корреляции сигналов $s_1(n)$ и $s_2(n)$. Частотная отстройка учитывается путем одновременного поиска сдвига сигналов как по задержке, так и по частоте на интервале времени T [8]. Поиск по частоте выполняется путем перебора по конечному числу значений $f_{\Delta} \in [-f_{\Delta} \max, f_{\Delta} \max]$ с заданным шагом δf :

$$K_{xy}(m,f_{\Delta}) = \frac{1}{N \cdot |m|} \sum_{n=0}^{N \cdot |m|-1} r_{xy}(n,m) \cdot e^{-i \cdot 2\pi \cdot f_{\Delta} \cdot n \cdot T_s}$$
$$f_{\Delta} = -f_{\Delta max}, -f_{\Delta max} + \delta f, \dots, f_{\Delta max}.$$

Максимум огибающей ВКФ достигается при частоте $f_{\Delta} = \Delta f_1 - \Delta f_2$. Максимальное допустимое значение шага поиска по частоте составляет $\delta f = 2/(3T)$. В худшем случае оно приведет к двукратному уменьшению мощности выходного сигнала. На практике для точного нахождения максимума огибающей ВКФ $|K_{xy}(m, f_{\Delta})|$ часто полагают $\delta f = 1/(3T)...1/(6T)$.

Исходя из (12), искажения фазы, которые будут присутствовать в сигнале $r_{s1s2}(n, D_{1,2})$ при корреляции сигналов x(n) и y(n) по формуле (4):

$$\delta\varphi_{\Delta}(n) = \delta\varphi_{1}(n+D_{1,2}) - \delta\varphi_{2}(n) \approx \delta\varphi_{1}(n) - \delta\varphi_{2}(n) = \delta\varphi_{\Pi p M 1}(n) + \delta\varphi_{KA 1}(n) + \delta\varphi_{a T M 1}(n) + \delta\varphi_{\eta \sigma \Pi 1}(n) - \delta\varphi_{\Pi p M 2}(n) - \delta\varphi_{KA 2}(n) - -\delta\varphi_{a T M 2}(n) - \delta\varphi_{\eta \sigma \Pi 2}(n),$$
(13)

где упрощение $\delta \varphi_1(n \pm D_{1,2}) \approx \delta \varphi_1(n)$ принято в виду того, что нестабильности фазы являются медленными процессами и при их анализе можно пренебречь влиянием задержки $D_{1,2}$, которая обычно составляет миллисекунды. Из (13) следует, что составляющие фазы $\delta \varphi_{прм 1}$, $\delta \varphi_{прм 2}$, $\delta \varphi_{KA 1}$, $\delta \varphi_{KA 1}$ будут одинаковыми для всех сигналов 3С, которые ретранслируется данным набором КА. Это заключение также в целом справедливо по отношению к искажениям фазы $\delta \varphi_{aтм 1}$, $\delta \varphi_{aтм 2}$, вызванным атмосферными явлениями [3]. Таким образом, зная искажения фазы для одного сигнала 3С можно построить эквалайзер для компенсации этих составляющих $\delta \varphi_{\Delta}$ в сигналах других 3С. Отметим, что при этом сдвиг по частоте f_{Δ} для каждой 3С будет отличным. Некомпенсированными останутся искажения $\delta \varphi_{доп 1}$, $\delta \varphi_{доп 2}$, которые начинают играть роль на интервалах наблюдения длительностью в несколько сотен секунд [10]. В данном случае, после применения эквалайзера к сигналу 3С можно использовать подход, предложенный в [10], когда при вычислении ВКФ оценивается изменение f_{Δ} на интервале наблюдения в виде линейной функции от времени.

Искажения в каналах оцениваются с помощью известного переданного PC сигнала s_0^R , который принимается одновременно с сигналом интересующей 3C:

$$x(n) = s_1(n) + s_1^R(n) + q_1(n),$$
(14.1)

$$y(n) = s_2(n) + s_2^R(n) + q_2(n),$$
(14.2)

где s_1^R , s_2^R связаны с s_0^R через (12).

Получить сигнал s_0^R на станции мониторинга можно несколькими способами. Например, в определенные моменты времени РС отправляет заданную битовую последовательность, преобразованную в модулированный сигнал из-

вестным образом. Тогда на станции мониторинга возможно смоделировать сигнал s_0^R с точностью до частотных нестабильностей передатчика, которые роли в дальнейшей обработке не играют, так как будут скомпенсированы при вычислении разности фаз принятых с двух КА сигналов. Возможен также вариант, когда сигнал с выхода модулятора РС до его переноса на несущую частоту вместе с метками единого координированного времени пересылается на станцию мониторинга.

Поскольку сигнал s_0^R является чистым (без шумов), то пик огибающей ВКФ принятых сигналов *x*, *y* и сигнала s_0^R можно получить с высоким выходным ОСШ (выше 20 дБ) на коротком интервале интегрирования (несколько секунд) и, таким образом, оценить сдвиги сигнала s_k^R по времени \hat{D}_k^R и частоте $\Delta \hat{f}_k^R$ для каждого канала. С учетом (12) и (14) сигнал рассогласования для РС в *k*-м канале после компенсации сдвигов \hat{D}_k^R и $\Delta \hat{f}_k^R$:

$$e_{k}^{R}(n) = \left[s_{k}^{R}(n) + s_{k}(n) + q_{k}(n)\right] \cdot s_{0}^{R}\left(n - \hat{D}_{k}^{R}\right)^{*} \cdot e^{-i \cdot 2\pi \cdot \Delta \hat{f}_{k}^{R} \cdot n \cdot T_{s}} = a_{k}^{R} \cdot e^{i \cdot \left[2\pi \cdot \delta \tilde{f}_{k}^{R} \cdot n \cdot T_{s} + \delta \varphi_{k}^{R}(n) + \varphi_{k}\right]} + v_{k}(n),$$

где $\delta \tilde{f}_k^R = \Delta f_k^R - \Delta \hat{f}_k^R$ — остаточный сдвиг частоты, $\delta \varphi_k^R$ — фазовые искажения в сигнале PC в *k*-м канале, v_k — выходной шум. Для получения оценки $\delta \hat{\varphi}_k^R$ сигнал e_k^R подвергается низкочастотной фильтрации, после чего извлекается его фаза, в фазе компенсируется линейный набег, вызванный наличием $\delta \tilde{f}_k^R$.

При расчете ВКФ для обнаружения интересующей ЗС выполняется компенсация фазовых искажений, т.е. применяется эквалайзер:

$$K_{xy}(m, f_{\Delta}) = \frac{1}{N \cdot |m|} \sum_{n=0}^{N \cdot |m|-1} r_{xy}(n, m) \cdot e^{-i\left[2\pi \cdot f_{\Delta} \cdot n \cdot T_{s} + 2\pi \cdot \hat{f}_{\Delta}^{R} \cdot n \cdot T_{s} + \delta\hat{\varphi}_{\Delta}^{R}(n)\right]},$$
(15)
ГДС $\delta\hat{\varphi}_{\Delta}^{R}(n) = \delta\hat{\varphi}_{1}^{R}(n) - \delta\hat{\varphi}_{2}^{R}(n)$ И $\hat{f}_{\Delta}^{R} = \Delta \hat{f}_{1}^{R} - \Delta \hat{f}_{2}^{R}.$

3. Результаты эксперимента

В ходе эксперимента были приняты и зарегистрированы сигналы x(n) и y(n) с двух КА. В данных присутствовал сигнал РС $s_0^R(n)$ с шириной полосы частот 1,2 МГц, у которого расширение спектра происходило за счет использования псевдослучайной последовательности. Обработка велась на частоте дискретизации $F_s = 3$ МГц при использовании фильтра низких частот с полосой $B_f = 1,2$ МГц. Длительность записи сигнала составляла 19 с, что позволяет согласно (10) достигнуть в данной полосе выигрыша по ОСШ $R_{add} = 73,6$ дБ.

Прежде всего было измерено входное ОСШ в каждом канале с помощью корреляции принятого сигнала с сигналом s_0^R с единичным СКО ($\sigma_{s0} = 1$) на интервале длительностью T = 3 с. При расчете корреляции выполнялся поиск отстройки принятого сигнала по частоте с шагом $\delta f = 1/(4T)$. На рис. 2 и 3 представлены полученные огибающие ВКФ в двух каналах приема. Поскольку шум на входе по уровню значительно превосходит полезный сигнал, то СКО вход-

ного шума можно принять равным СКО принятого сигнала, т.е. $\sigma_{q1} \approx \sigma_x$, $\sigma_{q2} \approx \sigma_y$. В то время как за СКО полезного сигнала σ_s при условии большого выходного ОСШ (больше 20 дБ) можно принять значение максимума огибающей ВКФ. В результате было полечено $R'_{in1} = -33,9$ дБ, $R'_{in2} = -23,3$ дБ, при этом согласно (10) ожидаемое выходное ОСШ при накоплении сигнала в течение 19 с составит $R'_{out} = 16,4$ дБ (6,6 ед).



На рис. 4 представлены оцененные по PC реализации фазовых искажений в каждом канале $\delta \hat{\varphi}_1^R(t)$, $\delta \hat{\varphi}_2^R(t)$, а также разностные фазовые искажения $\delta \hat{\varphi}_{\Delta}^R(t)$.



Рис. 4. Реализации фазовых искажений $\delta \hat{\varphi}_1^R(t)$, $\delta \hat{\varphi}_2^R(t)$, $\delta \hat{\varphi}_{\Delta}^R(t)$

Видно, что фазовые искажения $\delta \hat{\varphi}^{R}_{\Delta}(t)$ достигает по амплитуде 300°, что нарушает условия когерентности сигналов в соседних каналах при вычислении ВКФ. На рис. 5 и 6 представлены полученные огибающие ВКФ для T = 19 с и

 $\delta f = 1/(4T)$ для случаев без использования эквалайзера и с применением эквалайзера (15). В первом случае сигнал РС не наблюдается, так как уровень выходного сигнала находится на уровне выходных шумов. После применения эквалайзера наблюдается сигнал РС с ОСШ $\hat{R}_{out} = 6,5$ ед. (16,2 дБ), что соответствует теоретически достижимому значению $R_{out} = 6,6$ ед.



Оценки изменения уровня выходного сигнала $\hat{S}_{out}(T)$ и СКО выходного шума $\hat{\sigma}_v(T)$ по мере увеличения интервала интегрирования T с 4 до 19 с при условии применения эквалайзера представлены на рис. 7 и 8. Поскольку при расчете ВКФ выполняется нормирование выходного значения к длительности интервала интегрирования, значение \hat{S}_{out} должно оставаться неизменным, в то время как уровень выходных шумов должен уменьшатся со скоростью пропорциональной \sqrt{T} , что и видно на представленных графиках. График $\hat{R}_{out}(T)$ показан на рис. 9. Здесь же пунктирной линией обозначено ожидаемое выходное ОСШ $R_{out}(T)$, рассчитанное по формуле (9). Видно, что результаты эксперимента с высокой точностью согласуются с теоретическими расчетами.

Помимо сигнала РС в зарегистрированных сигналах x(n) и y(n) также присутствуют сигналы других 3С, которые отличаются от сигнала РС отстройкой по частоте f_{Δ}' . Для обнаружения этих передатчиков выполнялся расчет ВКФ после применения эквалайзера (15) с учетом сдвига по частоте $\hat{f}_{\Delta}^{R} = \Delta \hat{f}_{1}^{R} - \Delta \hat{f}_{2}^{R}$, соответствующего РС. Значения сдвига по частоте f_{Δ} перебирались в диапазоне -1 до 1 Гц с шагом $\delta f = 1/(3T)$. Для каждой ВКФ искался максимум ее огибающей и сравнивался с выбранным порогом Z_{0} . Приведенный к оценке СКО шумов максимум огибающей ВКФ $z = Z_{max}/\hat{\sigma}_{v}$ для набора частот f_{Δ} представлен на рис. 10. Здесь же обозначен нормированный порог обнаружения $h = Z_{0}/\hat{\sigma}_{v}$.





10

12

14

16

18

20



Рис. 10. Приведенный к оценке СКО шумов максимум огибающей ВКФ

3 2.5

6

8



Группа обнаруженных сигналов в укрупненном масштабе показана на рис. 11. В дополнение обозначены измеренные в отсчетах задержки $D_{1,2}$ для каждого значения *z*, превысившего заданный порог h = 4. Передатчик, обнаруженный при $f_{\Delta} = 0$, соответствует РС. Также присутствуют еще три 3С, обозначенные на рис. 11. Огибающие ВКФ для каждой обнаруженной 3С для максимального уровня выходного сигнала представлены на рис. 12-14.





Рис. 14. Огибающая ВКФ для третей обнаруженной ЗС

На рис. 15 показаны графики изменения выходного ОСШ $\hat{R}_{out}(T)$ для трех обнаруженных ЗС. Видно, что выходное ОСШ увеличивается по мере накопления сигнала для всех трех ЗС, что говорит о выполнении условий когерентного их накопления после применения эквалайзера.



Рис. 15. Динамика $\hat{R}_{out}(T)$ для трех обнаруженных 3С

Выводы

В работе рассмотрена задача обнаружения слабых сигналов ЗС в спутниковых системах связи в целях контроля частотного ресурса КА. Для обеспечения необходимых для нахождения пика огибающей ВКФ длительностей интегрирования (десятков секунд) выполняется компенсация фазовых нестабильностей в принятых сигналах с помощью эквалайзера, настроенного по известному сигналу РС. После применения эквалайзера, алгоритм обнаружения всех передатчиков сводится к расчету ВКФ сигналов, принятых в соседних каналах, для разных значений отстроек по частоте и сравнению ее огибающей с заданным порогом. Приведены результаты эксперимента, которые подтвердили возможность длительного когерентного накопления сигнала ЗС при использовании предложенного эквалайзера. Отличительной особенностью предлагаемого эквалайзера является коррелирование принятых сигналов РС с известным излученным сигналом, что позволяет работать со слабыми сигналами РС.

Литература

1. Roddy D. Satellite Communications. – McGraw-Hill Telecommunications, 2001. – 569 p.

2. Haworth D. P., Smith N. G., Bardelli R., Clement T. Interference localization for Eutelsat satellites – the first European transmitter location system // International Journal of satellite communications. 1997. T. 15. C. 155-183.

3. Haworth D. P. Locating the source of an unknown signal. U.S. Patent 6018312, Jan. 25. 2000.

4. Xue Y., Li X., Xu L., Ren Y. Research on position differential method of dual-satellites TDOA and FDOA in passive location system // IEEE International Frequency Control Symposium. – Baltimore, USA, 2012. – C. 1-5.

5. Агиевич С. Н., Бердников А. В., Буев С. Г., Ватутин В. М., Глуздов А. Н., Климов С. А., Полтавец Ю. И., Пономарев А. А., Севидов В. В., Смирнов М. А., Топорков И. С., Ширшов М. В. Способ определения местоположения абонентского терминала с помощью не менее двух спутниковретрансляторов на низкой околоземной орбите // Патент на изобретение RU 2684740 C1, опубл. 15.04.2019, бюл. № 11.

6. Богомолов А. В., Кельян А. Х., Севидов В. В., Чемаров А. О., Эконом В. П. Способ определения местоположения земной станции спутниковой связи по ретранслированному сигналу // Патент на изобретение RU 2663193 C1, опубл. 02.08.2018, бюл. № 22.

7. Stein S. Algorithms for ambiguity function processing // IEEE Trans. on acoustics, speech and signal process. 1981. T. ASSP-29. № 3. C. 588-599.

8. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под. ред. А. И. Перова. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.

9. Chan M. H. Application of a dual satellite geolocation system on locating sweeping interference // World Academy of Science, Engineering and Technology. 2012. T. 6. C. 939-944.

10. Wu R., Zhang Y., Huang Y., Xiong J., Deng Z. A Novel Long-Time Accumulation Method for Double-Satellite TDOA/FDOA Interference Localization. // Radio Science. 2018. № 53. C. 129-142.

11. Proakis J. G., Manolakis D. G. Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications. – Upper Saddle River, New Jersey: Pearson Prentice Hall, Inc., 2007. – 1084 c.

12. Перов А. И. Статистическая теория радиотехнических систем. – М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.

13. Волков Р. В., Саяпин В. Н., Севидов В. В. Модель измерения временной задержки и частотного сдвига радиосигнала, принятого от спутникаретранслятора при определении местоположения земной станции // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2016. Т. 10. № 9. С. 14-18.

References

1. Roddy D. *Satellite Communications*. McGraw-Hill Telecommunications, 2001. 569 p.

2. Haworth D. P., Smith N. G., Bardelli R., Clement T. Interference localization for Eutelsat satellites – the first European transmitter location system. *International Journal of satellite communications*, 1997, vol. 15, pp. 155-183.

3. Haworth D. P. Locating the source of an unknown signal. U.S. Patent 6018312, Jan. 25, 2000.

4. Xue Y., Li X., Xu L., Ren Y. Research on position differential method of dual-satellites TDOA and FDOA in passive location system. *IEEE International Frequency Control Symposium*. Baltimore, USA, 2012, pp. 1-5.

5. Agievich S. N., Berdnikov A. V., Buev S. G., Vatutin V. M., Gluzdov A. N., Klimov S. A., Poltavets Yu. I., Ponomarev A. A., Sevidov V. V., Smirnov M. A., Toporkov I. S., Shirshov M. V. Method of determining location of subscriber terminal by means of at least two satellite converters on low oriental orbit. Patent Russia, no. RU 2684740 C1. Publish. 15.04.2019, bul. no.11 (in Russian).

6. Bogomolov A. V., Kelyan A. K., Sevidov V. V., Chemarov A. O., Ekonom V. P. Method of determining location of satellite earth station according to a

repeated signal. Patent Russia, no. RU 2663193 C1. Publish. 02.08.2018, bul. no. 22 (in Russian).

7. Stein S. Algorithms for ambiguity function processing. *IEEE Trans. on acoustics, speech and signal process*, 1981, vol. ASSP-29, no. 3, pp. 588-599.

8. *GLONASS. Principy postroeniya i funkcionirovaniya* [GLONASS. Principles of construction and operation]. By edit. A. I. Perov. Moscow, Radiotehnika Publ., 2010. 800 p. (in Russian).

9. Chan M. H. Application of a dual satellite geolocation system on locating sweeping interference. *World Academy of Science, Engineering and Technology*, 2012, vol. 6, pp. 939-944.

10. Wu R., Zhang Y., Huang Y., Xiong J., Deng Z. A Novel Long-Time Accumulation Method for Double-Satellite TDOA/FDOA Interference Localization. *Radio Science*, 2018, no. 53, pp. 129-142.

11. Proakis J. G., Manolakis D. G. Digital Signal Processing: *Principles, Algorithms and Applications*. Upper Saddle River, New Jersey, Pearson Prentice Hall, Inc., 2007. 1084 p.

12. Perov A. I. *Statisticheskaya teoriya radiotekhnicheskih sistem* [Statistical theory of radio engineering systems]. Moscow, Radiotehnika Publ, 2003. 400 p. (in Russian).

13. Volkov R. V., Saypin V. N., Sevidov V. V. Model measuring the time delay and frequency shift of the radio signal received from the satellite repeater in locating ground terminal. *T-Comm: telecommunications and transport*, 2016, vol. 10, no. 9, pp. 14-18 (in Russian).

Статья поступила 12 ноября 2019 г.

Информация об авторе

Кулакова Вероника Игоревна – кандидат технических наук. Начальник отдела – главный конструктор ООО "Специальный технологический центр". Область научных интересов: радиопеленгация, определение местоположения источников радиоизлучений, геолокация, навигация. E-mail: nika_kulakova@mail.ru

Адрес: 195220, Россия, г. Санкт-Петербург, Гжатская ул., дом 21, лит. Б, офис 53.

Detection of Weak Signals by Cross-Correlation with Phase Instabilities Compensation for Spectrum Monitoring in Satellite Communication Systems

V. I. Kulakova

Purpose. Satellites are widely used to retranslate signals from Earth stations over long distances. Detection of all Earth stations that use satellite communication systems is necessary to control the frequency resource of the satellite link and to protect it from unauthorized access. In this case a cross-correlation method is used for signal detection. The difficulty lies in the fact that the signals of unauthorized transmitters are often observed by a monitoring station at the significant negative signal-to-noise ratio (SNR) (less than minus 20 dB). In this regard, a long time of coherent accumulation of the detected signal (tens of seconds) is required to obtain the peak in the cross-correlation function (CCF) envelope. The purpose of the present paper is to investigate the possibility of detecting of weak signals of Earth stations in real conditions of application. Paper uses the reference Earth station for correcting the phase distortions introduced into the signals in each channel. Results. Paper presents the equations for calculating the SNR at the output of the cross-correlator, depending on the SNR in each channel, the receiver frequency band and the duration of the integration interval. In order to detect the peak of the envelope of the CCF in the presence of output noise, the output SNR should be greater than 10...12 dB. This means that if an Earth station signal is received with an SNR about -30 dB in each channel, it should be integrated during 16 s in a 1 MHz frequency band. When calculating the cross-correlation for such long intervals, it is necessary to take into account the presence of frequency shifts and phase distortions in different channels. It is assumed that the phase instability is the same for all signals that are retransmitted by this set of satellites, while the frequency shift for each signal is different due to the Doppler effect. Based on this, the equalizer is used to compensate for the phase distortions, which is adjusted by the known signal from the reference Earth station. Paper presents the experimental results when signals from two satellites were received and registered. In the data there was a signal of the reference Earth station, whose spectrum was expanded with the use of a pseudo-random sequence. The duration of the recorded signal was 19 s. The phase distortions reached 300° in amplitude, which destroyed the correlation of signals in different channels. It is shown that with the use of equalizer, adequate steps for finding the maximum of the envelope of the cross-correlation function in time and frequency, the experimental output SNR with high accuracy corresponds to theoretical calculations. In addition to the signal of the reference station, three more transmitters were found which differ from the signal of the reference station by frequency shifts.

Key words: satellite communication system, signal detection, cross-correlation, signal to noise ratio.

Information about Author

Kulakova Veronika Igorevna – Ph.D. of Engineering Sciences. Head of Department – Chief Designer. «Special Technological Center» ltd. Field of research: the radio direction finding, determining the location of radio emission sources, geolocation, navigation. E-mail: nika_kulakova@mail.ru

Address: Russia, 195220, Saint-Petersburg, Gzhatskaya, 21/B.