

Алгоритм оценки несущей частоты сигнала по распределенной синхрокомбинации, оптимальный по критерию минимума среднеквадратической ошибки

С.В. Дворников^{1, 2}✉*, С.А. Якушенко²✉, А.И. Сатдинов², Д.А. Журавлёв²

¹Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, 190000, Российская Федерация

²Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, Санкт-Петербург, 194064, Российская Федерация

*Адрес для переписки: practicsv@yandex.ru

Информация о статье

Поступила в редакцию 05.07.2021

Принята к публикации 23.07.2021

Ссылка для цитирования: Дворников С.В., Якушенко С.А., Сатдинов А.И., Журавлёв Д.А. Алгоритм оценки несущей частоты сигнала по распределенной синхрокомбинации, оптимальный по критерию минимума среднеквадратической ошибки // Труды учебных заведений связи. 2021. Т. 7. № 3. С. 8–14. DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-8-14

Аннотация: Разработан оптимальный по критерию минимума среднеквадратической ошибки алгоритм точной оценки значения несущей частоты, реализуемый по относительно коротким синхрокомбинациям, распределенным на длительности пакета. Представлены результаты зависимости точности оценки несущей частоты от уровня канальных шумов. Получены аналитические выражения для точной оценки частотных и фазовых ошибок, получаемых на основе достаточно коротких синхрокомбинаций. Демонстрируются результаты имитационного моделирования. Результаты исследований могут использоваться в радиолиниях спутниковой связи с пакетной передачей данных.

Ключевые слова: радиолиния спутниковой связи, оценка несущей частоты, синхрокомбинации, алгоритм оптимальной оценки.

Введение

Эффективность работы радиолиний спутниковой связи (РЛСС) во многом определяется точностью оценки несущей частоты сигнала в приемном тракте. Поскольку решение этой задачи способствует повышению качества обработки сигналов многопозиционной фазовой и амплитудно-фазовой манипуляции [1, 2, 3].

При этом следует учитывать, что реализация оптимальных алгоритмов обработки при демодуляции указанного класса сигналов возможна только при успешном разрешении проблем синхронизации [4–6]. Вместе с тем в [7] отмечено, что характерной особенностью РЛСС является существенная неопределенность значения несущей частоты принимаемого сигнала, даже при наличии априорной информации о ее номинале, так называемая частотная неопределенность принимаемого сигнала. Преодоление рассмотренных ограничений возможно только при обеспечении устойчивой синхронизации.

Учитывая указанные обстоятельства, в статье рассмотрены вопросы решения проблем синхронизации в РЛСС с пакетной передачей данных.

Анализ подходов к решению вопроса синхронизации в РЛСС

Алгоритмы решения вопроса синхронизации отражены во многих источниках [4, 7–9]. Однако несмотря на большое разнообразие, их практическое применение ограничивается условиями, при которых обеспечивается их оптимальность. Большинство из них достаточно чувствительны к смещению несущей частоты относительно заявляемого номинала. При этом следует понимать, что указанные смещения следует рассматривать только с позиций размеров полосы частот, занимаемой сигналом и значения его тактовой частоты. Следует также отметить, что в работах [10, 11] основное внимание уделено вопросам обнаружения пакета передачи информации, а алгоритмы оценки несущей частоты описаны поверхностно.

Исследования данных подходов показали, что они зависят от характера излучения станции спутниковой связи (СтСС) и бортового ретранслятора связи (БРС). Так, в непрерывном канале используется накопление оценок параметров сигнала (среднее значение амплитуды и несущей частоты) с последующей их статистической обработкой.

При передаче пакетов данных используются операции перемножения, так как статистическую обработку реализовать сложно. Поэтому оценку параметров сигнала возможно получить только по одной реализации (по одному пакету). Этот подход хорошо реализуется в центральных земных станциях (ЦЗС) с групповым сигналом, который передается определенными информационными блоками в узловой сети. Здесь возможно применить методы оценки параметров сигнала как по одному пакету, так и по результатам статистической обработки данных, накопленных по множеству пакетов, что подтверждается в [1, 4, 11–13].

Вместе с тем для оценки частоты непрерывных амплитудно-фазоманипулированных сигналов наиболее широкое распространение получили следующие методы (способы) [7, 9]:

- определение максимума концентрации спектральной энергии сигнала при его полосовой фильтрации;
- восстановление несущей частоты путем возведения сигнала в соответствующие степени (вторую, четвертую и т. д.);
- уточнение частоты сигнала и ее сопровождение методом фазовой автоматической подстройки частоты.

Синхронизация демодуляторов, работающих в пакетном режиме (пакетный демодулятор), происходит по преамбуле, размещенной в начале каждого пакета. Вначале преамбулы передается гармонический сигнал (синхрокомбинация), по которому осуществляется синхронизация пакетного демодулятора по несущей частоте. Длительность синхрокомбинации жестко фиксирована, что накладывает ограничение на длительность ее обработки [10].

Обработка сигнала осуществляется в цифровом виде. Для этого принимаемый сигнал понижается на промежуточную частоту, проходя тракт передачи СтСС, тракт приема-передачи бортового РС и приемный тракт СтСС с соответствующими импульсными характеристиками $h_{Ст\text{прд}}(\tau)$, $h_{РС}(\tau)$ и $h_{Ст\text{прм}}(\tau)$ и далее оцифровывается посредством аналого-цифрового преобразователя (АЦП) [9]. На выходе АЦП получают комплексные оценки сигнала. При этом частота дискретизации выбирается равной символьной скорости передачи $\mathbf{v}_{\text{прд}}[\text{симв/с}] = \mathbf{v}_{\text{манип}} = \mathbf{f}_{\text{т прд}}$ и далее осуществляется согласованная фильтрация сигнала с использованием фильтров типа RRC (аббр. от англ. Root Rized Cosine) [8, 9]. В этом случае можно рассматривать

только комплексные отсчеты сигнала, пренебрегая межсимвольными искажениями в непрерывном (1) и дискретном (2) времени:

$$S_{\text{вх дм}}(\mathbf{t}) = A(\mathbf{t})e^{-j\omega_0\mathbf{t} + \Phi_0(\mathbf{t})} + \mathbf{n}(\mathbf{t}), \quad (1)$$

$$S_{\text{вх дм}}\mathbf{t} = A_0\Psi(x_t)e^{-j\omega_0\mathbf{t}T + \Phi_0 + \Psi(x_t)} + \mathbf{n}_t, \quad (2)$$

где $A(\mathbf{t})$ – функция, описывающая взаимосвязь амплитуды на входе демодулятора от переданных символов сообщения x_t (модуляционные параметры); $\Phi_0(\mathbf{t})$ – функция, описывающая взаимосвязь начальной фазы сигнала на входе демодулятора от переданных символов сообщения x_t ; ω_0 – реальная частотная отстройка; $\mathbf{n}(\mathbf{t})$, \mathbf{n}_t – аддитивный белый гауссовый шум канала.

В случае, если в сигнал встроена синхрокомбинация или фрагмент немодулированной несущей, то открывается возможность на их основе получения оценки частотной отстройки, как разность фаз соседних тактовых интервалов:

$$\hat{\omega}_{0t} = (\arg(s_{t+1}) - \arg(s_t))/T, \quad (3)$$

где $\arg(s_t)$ – мгновенная фаза комплексного отсчета обрабатываемого сигнала s_t .

В рассмотренном случае повышение достоверности оценки частотной отстройки $\hat{\omega}_0$ будет осуществляться путем усреднения полученных интервальных оценок:

$$\hat{\omega}_0 = \frac{1}{N-1} \sum_{t=0}^{N-2} \omega_{0t}, \quad (4)$$

где N – число отсчетов сигнала (длительность синхрокомбинации), использующихся для получения оценки $\hat{\omega}_0$.

Следует отметить, что такой подход к получению оценок мгновенной фазы сигнала (на рисунке 1 представлена геометрическая интерпретация процедуры вычисления оценки мгновенной фазы), определяемый в соответствии с выражением (3) и (4), имеет ряд недостатков.

Во-первых, указанный подход предполагает вычисление N тригонометрических функций, которые достаточно сложно реализовать посредством цифровых процессоров обработки сигналов в реальном масштабе времени, в виду ограниченности их разрядности [14].

Во-вторых, выражение (4) не учитывает достоверность оценок ω_{0t} , полученных на основе формулы (3), поэтому с увеличением N достоверность оценки $\hat{\omega}_0$ растет медленно.

Вместе с тем, оценку частотной отстройки можно получить и в соответствии с выражением:

$$\hat{\omega}_{0t} = \arg(s_t \times s_{t+1})/T, \quad (5)$$

где $s_t \times s_{t+1}$ – операция комплексно-сопряженного умножения векторов s_t и s_{t+1} .

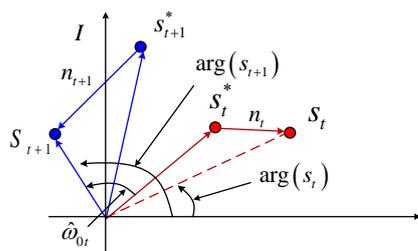


Рис. 1. Принцип получения оценок мгновенной фазы сигнала
Fig. 1. The Principle of Obtaining Estimates of the Instantaneous Phase of the Signal

Тогда рассчитать значение усредненной оценки, получаемой путем обработки различных реализаций, можно в соответствии с выражением:

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \frac{1}{T} \arg \left(\sum_{t=0}^{N-2} s_t \times s_{t+T} \right) = \frac{1}{T} \arg \left(\sum m_k \right) \\ &= \frac{1}{T} \arg \left(\sum_{t=0}^{N-2} A_t A_{t+T} e^{j(\Phi_{t+1} - \Phi_t)} \right), \end{aligned} \quad (6)$$

где $m_k = s_t \times s_{t+1}$.

Геометрическая сущность предложенного подхода, осуществляющего усреднение оценок в соответствии с выражением (6), показана на рисунке 2.

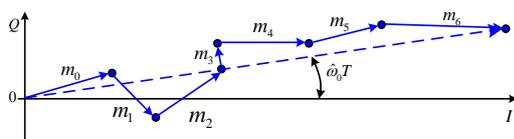


Рис. 2. Принцип усреднения оценок в соответствии с выражением (6)

Fig. 2. The Principle of Averaging Estimates in Accordance with the Expression (6)

Реализация выражения (6) предполагает использование накопленных отсчетов сигнала, представленного в так называемом дифференциальном виде. Фактически происходит накопление комплексно-сопряженных произведений отсчетов сигнала, взятых с одинаковым шагом T в выбранные моменты времени (моменты отсчета) $t_k = t_0 + Tk$, $k = 0 \dots N - 1$.

С позиций практической реализации предлагаемого подхода следует отметить тот факт, что при получении усредненной оценки, согласно выражению (6), вычисление тригонометрической функции арктангенса происходит лишь однократно, т. е. не происходит накопления расчетных ошибок аппроксимации. Это существенно снижает вычислительную сложность алгоритма получения оценки $\hat{\omega}_0$.

Справедливости ради следует отметить то, что алгоритм оценивания, определяемый выражением (6), также не лишен недостатков. В частности, достоверность получаемой на его основе оценки растет линейно с ростом N и T , при том, что сам выбор интервала T происходит с учетом трех ограничений.

Первое заключается в том, что T должно быть равно или кратно длительности тактового интервала.

Второе: произведение $\hat{\omega}_0 T$ должно быть меньше или равно π , в противном случае оценка $\hat{\omega}_0 T$ будет ложной.

Третье: вычисление оценок $m_k = s_{t_k} \times s_{t_{k+1}}$ приводит к накоплению канальных шумов.

Таким образом, необходим дальнейший поиск путей повышения качества получаемых оценок.

Алгоритм оптимальной оценки несущей

Очевидно, что повысить качество оценки $\hat{\omega}_0$ можно, проводя усреднение оценок $\hat{\omega}_0$, полученных в соответствии с (6), при различных значениях $T = nT_0$, где T_0 – длительность тактового интервала, путем их весового нормирования, с учетом доверия к каждой оценке:

$$\hat{\omega}_0 = \sum_{n=1}^N a_n \hat{\omega}_{0n}, \quad (7)$$

где a_n – весовые коэффициенты.

Весовые коэффициенты нормируются следующим образом:

$$\sum_n a_n = 1. \quad (8)$$

Выбору оптимальных коэффициентов a_n , определяющих степень доверия к оценке $\hat{\omega}_{0n}$, посвящено достаточно много работ [2, 3, 6–8].

В общем случае, достоверность оценки a_n зависит как от длины амплитудного отрезка несущей $T_A = NT_0$ (длительности синхрокомбинации), так и от длительности интервала, взятого между анализируемыми отсчетами nT .

В простейшем случае можно использовать равновероятностный подход, согласно которому:

$$a_n = 1/N_A, \quad (9)$$

где N_A – число получаемых оценок $\hat{\omega}_{0n}$.

Вместе с тем проведенные исследования показали, что при малых $n = 1, 2, \dots, k$ и больших $n \approx N$, достоверность оценки $\hat{\omega}_{0n}$ оказывается низкой (см. рисунок 3), что подтверждается в [15]. Это происходит из-за малого числа усредняемых комплексно-сопряженных произведений сигнала. В ходе эксперимента обрабатывались сигналы при отношении сигнал/шум (ОСШ) от 0 до 24 дБ, с синхрокомбинацией (СК) длиной до 40 бит. Согласно полученным результатам, наибольшая погрешность измерения наблюдается с первого по 11 и 31 по 40 бит. Поэтому, целесообразным видится использование средней части $1 \ll n \ll N$ оценок $\hat{\omega}_{0n}$ в последующей свертке $\hat{\omega}_0$, осуществляемой в соответствии с (7):

$$\hat{\omega}_0 = \sum_{n=n_H}^{n=n_K} \frac{1}{n_K - n_H} \hat{\omega}_0 n, \quad (10)$$

где $n_H \geq N/4$, а $n_K \leq N - N/4$.

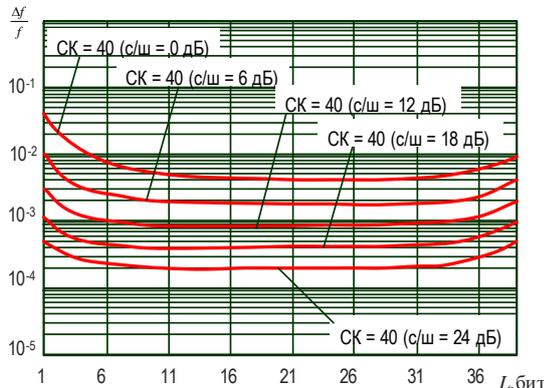


Рис. 3. Графики зависимости точности оценки несущей частоты от ОСШ при ковариационном алгоритме и длине СК = 40 бит

Fig. 3. Graphs of the Dependence of the Accuracy of the Carrier Frequency Estimate on the SNR with a Covariance Algorithm and a Length of SC = 40 Bits

Таким образом, применение выражения (10) в предлагаемых интервалах позволяет не только повысить достоверность результирующей оценки частоты $\hat{\omega}_0$ по сравнению с формулой (6), но и снизить сложность вычислений даже по отношению к (7).

В тоже время, алгоритм, описываемый выражением (10), не является оптимальным ни по критерию достоверности получаемых оценок $\hat{\omega}_0$, ни с точки зрения вычислительной сложности, так как требует проведения вычислений значительного количества автокорреляционных сверток сигнала и обратных тригонометрических функций.

Поэтому, сформулируем задачу определения параметров Φ_0, ω_0 , с позиций обеспечения минимального среднеквадратического отклонения (МСКО) или минимальной геометрической ошибки, определяется выражением:

$$(\Phi_0, \omega_0) = \arg \min_{(\Phi_0, \omega_0)} \sum_{k=0}^{N-1} |s_k - s_k^\circ|^2. \quad (11)$$

где s_k – k -й элемент выборки (отсчета); s_k° – **среднее арифметическое** выборки (выборочное среднее – оценка математического ожидания величины).

Тогда задачу поиска минимума оптимизируемой функции определим как:

$$F(\Phi_0, \omega_0) = \sum_{k=0}^{N-1} |s_k - s_k^\circ|^2. \quad (12)$$

Для решения указанной задачи используем систему уравнений ее производных первого и второго порядков:

$$\begin{cases} \frac{dS(\vec{s}, \vec{s}^\circ)}{d\Phi_0} = 0; \\ \frac{dS(\vec{s}, \vec{s}^\circ)}{d\omega_0} = 0, \end{cases} \quad (13)$$

где

$$S(\vec{s}, \vec{s}^\circ) = \sum_{k=0}^{N-1} |s_{t_k} - s_{t_k}^\circ|^2. \quad (14)$$

Далее представим s_{t_k} и $s_{t_k}^\circ$ в комплексном виде:

$$s_{t_k} = A_k \cos \Psi_k + j A_k \sin \Psi_k, \quad (15)$$

$$s_{t_k}^\circ = A \cos(\omega_0 t_k + \Phi_0) + j A \sin(\omega_0 t_k + \Phi_0). \quad (16)$$

Тогда:

$$S(\vec{s}, \vec{s}^\circ) = \sum_{k=0}^{N-1} [A^2 + A_k^2 - 2AA_k \cos(\Psi_k - \Phi_0 - \omega_0 t_k)]. \quad (17)$$

И, произведя вычисление частных производных, т. е. решив систему уравнений (13), получим результирующие выражения (18) и (19) для оценки частотной отстройки и начальной фазы. Данные выражения являются оптимальными, т. е. позволяют получить точные (оптимальные) оценки частотной и фазовой ошибок (отстроек) при высоких соотношениях ОСШ по относительно коротким синхрокомбинациям. Повышение точности оценок при низких ОСШ требует поиска других решений для системы (13). В частности, использующих другие аппроксимации полученных выражений.

На основе имитационного моделирования были получены оценки несущей частоты сигналов, описанных выше алгоритмов: ковариационный метод; алгоритм оценки несущей по распределенной СК по пакету, оптимальный по МСКО. Результаты проведенных расчетов представлены на рисунке 4.

$$\omega_0 = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} A_k \Psi_k t_k \sum_{k=0}^{N-1} A_k - \sum_{k=0}^{N-1} A_k t_k \sum_{k=0}^{N-1} A_k \Psi_k}{\sum_{k=0}^{N-1} A_k t_k^2 \sum_{k=0}^{N-1} A_k - (\sum_{k=0}^{N-1} A_k t_k)^2}, \quad (18)$$

$$\Phi_0 = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} A_k t_k^2 \sum_{k=0}^{N-1} A_k \Psi_k - \sum_{k=0}^{N-1} A_k t_k \sum_{k=0}^{N-1} A_k \Psi_k t_k}{\sum_{k=0}^{N-1} A_k t_k^2 \sum_{k=0}^{N-1} A_k - (\sum_{k=0}^{N-1} A_k t_k)^2}. \quad (19)$$

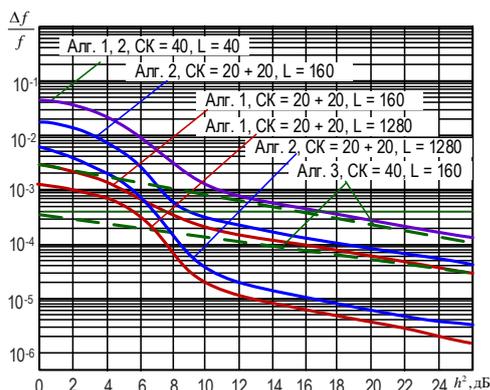


Рис. 4. Результаты оценки несущей частоты ковариационным методом и алгоритмом, оптимальным по критерию МСКО

Fig. 4. Results of Evaluation of the Carrier Frequency by the Covariance Method and the Algorithm Optimal According to the ISCED Criterion

Заключение

По результатам проведенного теоретического анализа и данным имитационного моделирования можно сформулировать следующее.

Поскольку ковариационный подход изначально базируется на проведении расчетов значительного количества автокорреляционных сверток сигнала и обратных тригонометрических функций, то его реализация изначально связана с существенными вычислительными затратами. Кроме того, этот подход зависит от длины временного интервала, используемого для набора статистики, поэтому для повышения точности получаемых оценок в нем необходимо уменьшать временной интервал, что опять же связано с увеличением вычислительной сложности.

К достоинствам ковариационного метода следует отнести относительную простоту его технической реализации в ходе получения оценок и достаточно высокую их достоверность.

Список используемых источников

1. Прокис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
2. Heegard C., Heller J.A., Viterby A.J. A Microprocessor-Based PSK Modem for Packet Transmission Over Satellite Channels // IEEE Transactions on Communications. 1978. Vol. 26. Iss. 5. PP. 552–564. DOI:10.1109/TCOM.1978.1094104
3. Дворников С.В., Пшеничников А.В., Манаенко С.С., Бурыкин Д.А., Кузнецов Д.А. Теоретические положения повышения помехоустойчивости сигнально-кодовых конструкций квадратурных сигналов // Информация и космос. 2015. № 3. С. 13–16.
4. Mengali U., Morelli M. Data-aided frequency estimation for burst digital transmission // IEEE Transactions on Communications. 1997. Vol. 45. Iss. 1. PP. 23–25. DOI:10.1109/26.554282
5. Якушенко С.А., Малышев А.К. Непараметрический метод оценки помехозащищенности спутниковых радионавигационных приемников в условиях воздействия ретрансляционных помех // Вопросы радиоэлектроники. 2016. № 6. С. 88–92.
6. Дворников С.В., Кузнецов Д.А., Кожевников Д.А., Пшеничников А.В., Манаенко С.С. Теоретическое обоснование синтеза ансамбля биортогональных сигналов с повышенной помехоустойчивостью // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. 2015. № 5. С. 16–20.
7. Скляр. Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2016. 1099 с.

В частности, при оценке относительной величины несущей частоты $\Delta f/f$, ковариационный метод превосходит алгоритм, оптимальный по критерию МСКО в условиях низких значений отношения сигнал/шум (в пределах от 0 до 9 дБ), и достаточно большой частотной отстройки $\hat{\omega}_0$.

С другой стороны, алгоритм, оптимальный по критерию МСКО, существенно превосходит ковариационный метод по критерию вычислительной сложности (в исследовании, при длине обрабатываемой выборки $N = 40$, где N – число отсчетов, указанное превосходство достигает 42,5 раза), а также по точности определения номинала несущей частоты сигнала при относительно высоких значениях ОСШ (т. е. выше 9 дБ).

Кроме того, указанный алгоритм позволяет получить оценку несущей частоты принимаемого сигнала даже в том случае, когда синхрораспределена по длительности пакета обрабатываемой реализации, что в принципе не приемлемо для ковариационного подхода.

Таким образом, анализ результатов проведенного исследования показал, что чем длиннее пакет передачи данных (L), тем точнее оценка несущей частоты при использовании алгоритма, оптимального по критерию МСКО, т. е. он обеспечивает малое значение средней, а не мгновенной ошибки, поэтому более эффективен в тех системах, где недопустимы даже кратковременные ошибки. Например, в системах передачи, работающих в каналах с быстрыми замираниями, а также в системах с обратной связью.

При этом авторы подчеркивают, что новизна предлагаемого подхода основана на результатах эксперимента, который позволил выявить длительность интервала ($n_n \geq N/4$ и $n_k \leq N - N/4$), выбор которого гарантирует минимальную ошибку при прочих равных условиях.

Дальнейшие исследования авторы связывают с оценкой частотных параметров сигналов в каналах с переменными параметрами.

8. Chuang J.C.-I., Sollenberger N.R. Burst coherent demodulation with combined symbol timing, frequency offset estimation, and diversity selection // *IEEE Transactions on Communications*. 1991. Vol. 39. Iss. 7. PP. 1157–1164. DOI:10.1109/26.87221
9. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики. М.: Эко-Трендз, 2005. 392 с.
10. Lee L.-N., Shenoy A., Eng M.K. Digital Signal Processor-Based Programmable BPSK/QPSK/offset-QPSK Modems // *Comsat Technical Review*. 1989. Vol. 19. No. 2. PP. 195–234.
11. Cowley W.G. Phase and frequency estimation for PSK packets: bounds and algorithms // *IEEE Transactions on Communications*. 1996. Vol. 44. Iss. 1. PP. 26–28. DOI:10.1109/26.476092
12. Бурлаков С.О., Ершов Г.А., Журавлёв Д.А. Анализ нестационарного режима работы сети спутниковой связи // *Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика*. 2011. № 1. С. 10–15.
13. Сперанский В.С., Абрамов С.В., Клинецов О.И., Шувалов В.М. Особенности аналоговой и цифровой передачи радиосигналов по волокну // *Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт*. 2016. Т. 10. № 9. С. 38–42.
14. Рагимханова Г.С., Агаханов С.А., Амиралиев А.Д., Гаджиагаев Ш.С. Приближение тригонометрических функций с помощью одной цепной дроби с использованием среды программирования // *Фундаментальные исследования*. 2014. № 11-12. С. 2640–2644.
15. Куянджич С. Метод расчета весовых коэффициентов при оценке надежности сложных технических систем с учетом их компенсационных возможностей // *Вопросы теории безопасности и устойчивости систем*. 2001. № 3. С. 31–39.

* * *

Algorithm for Estimation of Signal Carrier Frequency by Distributed Sync Combination, Optimal According to the Criterion of the Minimum Mean Square Error

S. Dvornikov^{1, 2}, S. Yakushenko², A. Satdinov², D. Zhuravlev²

¹Saint Petersburg State University of Aerospace Instrumentation,
St. Petersburg, 190000, Russian Federation

²Military Academy of Communications
St. Petersburg, 194064, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-8-14

Received 5th July 2021

Accepted 23rd July 2021

For citation: Dvornikov S., Yakushenko S., Satdinov A., Zhuravlev D. Algorithm for Estimation of Signal Carrier Frequency by Distributed Sync Combination, Optimal According to the Criterion of the Minimum Mean Square Error. *Proc. of Telecom. Universities*. 2021;7(3):8–14. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2021-7-3-8-14

Abstract: An algorithm for accurate estimation of the carrier frequency, which is optimal by the criterion of the minimum mean square error, is developed which is implemented using relatively short sync combinations distributed over the duration of the packet. The results of the dependence of the accuracy of estimating the carrier frequency on the level of channel noise are presented. Analytical expressions are obtained for an accurate estimate of the frequency and phase errors obtained on the basis of sufficiently short sync combinations. The results of simulation are demonstrated. The research results can be used in satellite radio links with packet data transmission.

Keywords: satellite radio link, carrier frequency estimation, sync combinations, optimal estimation algorithm.

References

1. Proakis J., Manolakis D. *Digital Signal Processing*. London: Pearson Education; 2006. 1104 p.
2. Heegard C., Heller J.A., Viterby A.J. A Microprocessor-Based PSK Modem for Packet Transmission Over Satellite Channels. *IEEE Transactions on Communications*. 1978;26(5):552–564. DOI:10.1109/TCOM.1978.1094104
3. Dvornikov S.V., Pshenichnikov A.V., Manaenko S.S., Burykin D.A., Kuznetsov D.A. Theoretical Provisions for Increasing the Noise Immunity of Signal-Code Structures of Quadrature Signals. *Information and Space*. 2015;3:13–16. (in Russ.)

4. Mengali U., Morelli M. Data-aided frequency estimation for burst digital transmission. *IEEE Transactions on Communications*. 1997;45(1):23–25. DOI:10.1109/26.554282
5. Yakushenko S., Malyshev A. A Nonparametric Method of Estimating the Noise Immunity of Satellite Radio-Navigation Receivers in the Conditions of the Relay Noises. *Issues Of Radio Electronics*. 2016;11:9–13. (in Russ.)
6. Dvornikov S.V., Kuznesov D.A., Kojevnikov D.A., Pshenichnikov A.V., Manaenko S.S. Theoretical Basis of Synthesis Signals Ensemble Biorthogonality With the Enhanced Noise Immunity. *Voprosy radioelektroniki. Seriya: Tekhnika teledeniya*. 2015;5:16–20. (in Russ.)
7. Sklar B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. Hoboken: Prentice Hall; 2003. 1104 p.
8. Chuang J.C.-I., Sollenberger N.R. Burst coherent demodulation with combined symbol timing, frequency offset estimation, and diversity selection. *IEEE Transactions on Communications*. 1991;39(7):1157–1164. DOI:10.1109/26.87221
9. Volkov L.N., Nemirovsky M.S., Shinakov Yu. S. *Digital Radio Communication Systems: Basic Methods and Characteristics*. Moscow: Eco-Trends; 2005. 392 p. (in Russ.)
10. Lee L.-N., Shenoy A., Eng M.K. Digital Signal Processor-Based Programmable BPSK/QPSK/offset-QPSK Modems. *Cosat Technical Review*. 1989;19(2):195–234.
11. Cowley W.G. Phase and frequency estimation for PSK packets: bounds and algorithms. *IEEE Transactions on Communications*. 1996;44(1):26–28. DOI:10.1109/26.476092
12. Burlakov S.O., Ershov G.A., Zhuravlev D.A. The Analysis of the Non Stationary Operating Mode Satellite Communication Network. *Instruments and Systems: Monitoring, Control, and Diagnostics*. 2011;1:10–15. (in Russ.)
13. Speransky V.S., Abramov S.V., Klintsov O.I., Shuvalov V.M. Features of Analog and Digital Transmission of Radio Signals Over Fiber. *T-Comm*. 2016;10(9):38–42. (in Russ.)
14. Ragimkhanova G.S., Agakhanov S.A., Amiraliev A.D., Gadzhiagaev Sh.S. Approximation of Trigonometric Functions Using One Continued Fraction Using a Programming Environment. *Fundamental Research*. 2014;11-12:2640–2644. (in Russ.)
15. Kuyundzhich S. Method for Calculating Weight Coefficients in Assessing the Reliability of Complex Technical Systems Taking into Account Their Compensation Capabilities. *Voprosy teorii bezopasnosti i ustojchivosti sistem*. 2001;3:31–39. (in Russ.)

Сведения об авторах:

ДВОРНИКОВ
Сергей Викторович

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиотехнических и опто-электронных комплексов (Кафедра 21) Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, practicdsv@yandex.ru
 <https://orcid.org/0000-0001-6680-7550>

ЯКУШЕНКО
Сергей Алексеевич

кандидат технических наук, доцент, старший научный сотрудник научно-исследовательского центра Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, was16@mail.ru
 <https://orcid.org/0000-0002-7722-020X>

САТДИНОВ
Айрат Иршатович

кандидат технических наук, доцент кафедры систем многоканальной и спутниковой связи Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, satdinov_a_i@yandex.ru

ЖУРАВЛЁВ
Дмитрий Анатольевич

кандидат технических наук, доцент кафедры систем многоканальной и спутниковой связи Военной академии связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного, vuravlev_d_a@yandex.ru