

**Р.А. Волков<sup>1</sup>**<sup>1</sup> Череповецкое высшее военное инженерное училище радиоэлектроники

# КВАЗИОПТИМАЛЬНЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНИВАНИЯ КООРДИНАТНО- ИНФОРМАТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ MSK-СИГНАЛОВ ПАКЕТНЫХ РАДИОСЕТЕЙ С НЕИЗВЕСТНЫМ ЗАКОНОМ ПЕРВИЧНОЙ МОДУЛЯЦИИ НА ОСНОВЕ НЕЛИНЕЙНОЙ ЧИРПЛЕТ-АППРОКСИМАЦИИ

*В статье предложен научно-методический аппарат обработки радиосигналов на основе поиска совпадений и нелинейной чирплет-аппроксимации. С помощью предложенного научно-методического аппарата разработан квази-оптимальный алгоритм оценивания времени прихода MSK-радиосигналов пакетных радиосетей в пространственно-разнесенных пунктах приема разностно-дальномерной системы местоопределения. Путем имитационного моделирования произведен сравнительный анализ точностных характеристик разработанного алгоритма с известными алгоритмами. Показано, что предлагаемый алгоритм обладает лучшими точностными характеристиками по сравнению с традиционными алгоритмами. Кроме того, предлагаемый подход позволяет повысить производительность разностно-дальномерной системы местоопределения за счет распределенной обработки.*

**Ключевые слова:** нелинейная чирплет-аппроксимация, поиск совпадений, атомарная функция, время прихода сигнала, корреляционный интеграл, разностно-дальномерная система местоопределения.

## Введение

Задача повышения точности определения координат источников радиоизлучений (ИРИ) является очень важной при решении задач радиоконтроля (РК). Одним из путей повышения точности местоопределения ИРИ систем радиосвязи является применение многопозиционных разностно-дальномерных систем (РДС) местоопределения (МО) [1]. Особенно это становится актуальным в отношении широкополосных сигналов пакетных радиосетей, так как в этом случае в полной мере проявляются преимущества РДС МО. Известны методы оптимальной обработки и оценки временных параметров для полностью известных сигналов и сигналов с неизвестной начальной фазой [2, 3]. Для их реализации в пункте приема необходимо иметь копию принимаемого сигнала. При осуществлении РК это условие, как правило, не выполняется, и реализация РДС МО возможна двумя способами. Первый – ретрансляция принятых в пространственно-разнесенных пунктах приема (ПРПП) сигналов на центральный пункт (ЦП), где производится их совместная обработка и оценивание взаимной задержки (ВЗС). Здесь роль копии сигнала выполняет сигнал, принятый в другом

пункте. Второй – измерение времени прихода сигналов (ВПС) в ПРПП и передача на ЦП только результатов обработки. Здесь оценка временного положения сигнала сводится к оценке временного положения огибающей всего пакета. Каждый из способов имеет свои преимущества и недостатки. Достоинством первого способа является высокая точность измерения ВПС. Недостатком – необходимость наличия высокоскоростных каналов передачи данных для ретрансляции сигналов с ПРПП на ЦП, а также то, что обработка всех сигналов производится в одном пункте. Это приводит к значительному снижению пропускной способности РДС МО, что и является основной причиной сдерживания их практического применения. Достоинством второго способа является высокая пропускная способность, так как обработка производится непосредственно на пунктах приема и ретранслировать сигналы не нужно. Недостатком является низкая точность измерения ВПС, так как при оценивании не используется внутриимпульсная модуляция.

Таким образом, актуальной является задача оценивания ВПС с неизвестным законом первичной модуляции при сохранении высокой точности

оценивания, присущей первому способу, и высокой пропускной способности РДС МО, свойственной второму способу. Решению этой задачи и посвящена статья. Рассмотрим решение задачи применительно к MSK-сигналам, так как они широко используются в пакетных радиосетях систем связи ОВЧ-УВЧ-диапазонов.

### Основные теоретические положения нелинейного чирплет-преобразования

Проведенные исследования показали, что при наличии определенной априорной информации о параметрах принимаемого сигнала задача оценивания ВПС неизвестной формы может быть решена на основе теории атомарных функций [4]. Основная идея применения атомарных функций для оценивания ВПС заключается в том, что копия принимаемого сигнала в пункте приема заменяется на сумму малого числа атомарных функций, максимально точно аппроксимирующих принимаемый сигнал на основе поиска совпадений [5–7], после чего производится корреляционная обработка принимаемого сигнала совместно с каждым из атомов, а затем находится конечный результат как сумма частных результатов. В [8] показано, что наиболее универсальными атомами для решения задачи оценивания ВПС являются нелинейные чирплеты, так как они могут быть адаптированы для аппроксимации как линейных, так и нелинейных локальных структур сигнала.

Известны следующие атомарные функции, которые относятся к классу нелинейных чирплетов. Это доплерлеты [9–10], FM<sup>m</sup>-леты [11], полиномиальные чирплеты [12]. Теоретически все они могут использоваться в качестве атомов для оценивания координатно-информативных параметров (КИП) рассматриваемого класса радиосигналов. Однако на практике их применение целесообразно в тех случаях, когда время наблюдения за источником достаточно большое и относительная скорость движения излучателя и приемника достаточно высока. При осуществлении РК эти условия, как правило, не выполняются. Обычно параметры сигналов доступны для измерения в случайные моменты времени, при этом относительная скорость излучателя и наблюдателя может быть как очень высокой, так и очень низкой (вплоть до нуля). В связи с этим для решения поставленной задачи предлагается использовать модифицированный нелинейный (МН) чирплет, полученный из линейного чирплета [13] путем включения в число параметров еще одного, а именно ускорения изменения частоты  $a_f$ . Тогда МН-чирплет будет иметь вид

$$\begin{aligned} \dot{d}_{f_c, \sigma, r_f, a_f}(t) &= g(t) \exp\{j2\pi f(t)\} = \\ &= g(t) \exp\left\{j2\pi \left[ f_c + r_f(t) + \frac{1}{2} a_f(t)^2 \right] (t)\right\}, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $g(t)$  – вид оконной функции (при решении задачи оценивания ВПС целесообразно использовать прямоугольное окно, так как применение сглаживающих окон приводит к снижению точности оценивания, то есть  $g(t) = 1$  при  $0 \leq t \leq T_p$ ,  $g(t) = 0$  при  $t > T_p$ , где  $T_p$  – длина пакета);  $f_c$  – начальная частота принимаемого сигнала;  $\sigma$  – параметр, характеризующий ширину окна (для прямоугольного окна – ширина окна, то есть  $\sigma = T_p$ );  $r_f$  – скорость изменения частоты;  $a_f$  – ускорение изменения частоты. Из выражения (1) видно, что в общем случае МН-чирплет является комплексным.

Комплексное МН чирплет-преобразование любого квадратично-интегрируемого сигнала  $s(t) \in L^2(R)$  определяется как

$$\begin{aligned} MNFCT_s(f_c, \sigma, r_f, a_f, t) &= \langle s(t), \dot{d}_{f_c, \sigma, r_f, a_f}(t) \rangle = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t) g(t) \exp\left\{j2\pi \left[ f_c + r_f(t) + \frac{1}{2} a_f(t)^2 \right] (t)\right\} dt, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $\sigma \in \mathbb{R}^+$ ;  $r_f, a_f \in \mathbb{R}$ ;  $f_c \in \mathbb{R}^2$ ; " $\langle \cdot, \cdot \rangle$ " означает скалярное произведение принимаемого сигнала с семейством модифицированных нелинейных чирплет-атомов, выбранных из соответствующего словаря.

Так как параметрическое пространство МН-чирплета имеет большую размерность, непосредственное выполнение МН чирплет-преобразования проблематично, хотя теоретически и выполнимо. Поэтому для декомпозиции используется специальный алгоритм, получивший название «алгоритм поиска совпадений». Этот алгоритм адаптивно раскладывает сигнал на линейную комбинацию атомов, которые лучше всего совпадают с локальными особенностями сигнала. Подробное рассмотрение алгоритма поиска совпадений выходит за рамки данной статьи. Он детально описан в [5–7]. Здесь приводятся только основные сведения.

Базовая процедура МН чирплет-преобразования на основе алгоритма поиска совпадений следующая. Пусть  $\mathbf{H}$  обозначает Гильбертово пространство.  $D = \{d_\gamma\}_{\gamma \in \Gamma}$  представляет собой словарь векторов в пространстве  $\mathbf{H}$  с  $\|d_\gamma\| = 1$  (где индекс  $\gamma$  обозначает множество параметров, а  $\Gamma$  – пространство параметров). Пусть  $s \in L^2(R)$ ,  $d_{\gamma_0} \in D$ , тогда сигнал  $s$  может быть разложен на составляющие компоненты:

$$s = \langle s, d_{\gamma_0} \rangle d_{\gamma_0} + R_s, \quad (3)$$

где  $\langle s, d_{\gamma_0} \rangle d_{\gamma_0}$  является проекцией  $s$  на  $d_{\gamma_0}$ , а  $R_s$  – соответствующий остаточный сигнал.

МН чирплет-преобразование, основанное на применении алгоритма поиска совпадений, является итеративным алгоритмом, который раскладывает остаточный сигнал  $R_s$  путем проецирования его на вектор  $D$ , который совпадает с  $R_s$  наилучшим образом. После каждой итерации

выбирается МН чирплет-атом, который максимально соответствует доминирующей компоненте остаточного сигнала. Итеративный процесс декомпозиции продолжается до тех пор, пока энергия остаточного сигнала не станет ниже заданного порога. Предположим, что завершено  $k$  итераций, тогда к концу  $(k+1)$ -й итерации результат декомпозиции будет иметь вид

$$R_S^{(0)} = \sum_{i=0}^k \left\langle R_S^{(i)}, d_{\gamma_i} \right\rangle d_{\gamma_i} + R_S^{(k+1)}, \quad (4)$$

где  $\gamma_i = (f_c^{(i)}, \sigma^{(i)}, r_f^{(i)}, a_f^{(i)})$  – множество параметров  $i$ -го МН чирплет-атома.

В разложении (4) минимизация энергии остаточного сигнала  $R_S^{(k+1)}$  по существу аналогична максимизации энергии сигнала, собранной атомами  $\sum_{i=0}^k \left\langle R_S^{(i)}, d_{\gamma_i} \right\rangle d_{\gamma_i}$ . Поэтому в качестве критерия будем использовать именно максимум собранной атомами энергии исследуемого сигнала, так как в теории оптимального приема при вычислении временного положения импульсов используется максимизация отношения энергии сигнала к энергии шума [2, 3].

### Решение задачи

Пусть на вход приемного устройства поступает колебание  $\xi(t, \lambda) = s(t, \lambda) + n(t)$ ,  $0 \leq t \leq T$ , представляющее собой сумму полезного MSK-сигнала  $s(t, \lambda)$ , зависящего от нескольких параметров  $\lambda = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n\}$  и шума  $n(t)$ , где  $T$  – время наблюдения. Полагая априорно известными некоторые характеристики излучаемых радиосигналов, каналов приема и помех, а также их функциональное взаимодействие, необходимо оценить время прихода радиосигнала в пункт приема на основе поиска совпадений и нелинейной чирплет-аппроксимации.

Математическую модель MSK-сигнала можно представить в виде [8]

$$s(t, \lambda) = U_m \cos \left\{ \omega_c [(t - \tau) - T_c(M - 1)] + \sum_{k=1}^{M-1} \frac{d_k \pi}{2} + \frac{d_M \pi [(t - \tau) - T_c(M - 1)]}{2T_c} + \varphi_0 \right\}, \quad (5)$$

где  $U_m$  – амплитуда сигнала;  $\omega_c = 2\pi f_c$  – значение несущей частоты;  $T_c$  – длительность элементарного импульса модулирующей псевдослучайной последовательности (ПСП);  $\varphi_0$  – начальная фаза;  $M$  – номер текущего элементарного импульса модулирующей ПСП;  $d_k = +1$  при передаче «1»;  $d_k = -1$  при передаче «0».

Для MSK-сигналов при манипуляции излучаются частоты  $f_0 = f_c - \frac{1}{4T_c}$ ;  $f_1 = f_c + \frac{1}{4T_c}$ . Передаче «1» соответствует излучение  $f_1$ , к концу элемента приращение фазы составляет  $+\frac{\pi}{2}$ . Передаче «0»

соответствует излучение  $f_0$ , и к концу элемента приращение фазы составляет  $-\frac{\pi}{2}$ . Именно этот факт и позволяет вычислять результирующую ВКФ как сумму частных ВКФ, полученных путем совместной обработки входного сигнала с действительными и мнимыми частями комплексных МН-чирплетов (1), имеющих частоты  $f_1$  и  $f_0$  и длительность  $\sigma = T_p$ .

В [14] для решения поставленной задачи синтезирован оптимальный алгоритм оценивания по критерию апостериорной плотности вероятности (АПВ), где основной процедурой при оценивании ВПС является построение АПВ –  $P_{ps}(\tau)$ . Особенностью построения АПВ является процесс вычисления ВКФ, где из-за незнания закона модулирующей последовательности происходят «переломы» корреляционного интеграла (КИ) (рис. 1), так как в каждом канале часть входного сигнала может оказаться в фазе с чирплетом, а другая часть – в противофазе. В оптимальном алгоритме устранение переломов осуществляется путем их поиска и зеркального отображения относительно горизонтали всех значений, следующих за переломом. В этом заключается главный недостаток оптимального алгоритма, так как операция поиска и выпрямления «переломов» КИ осуществляется во временной области, что, в свою очередь, делает невозможным использование быстрых методов вычисления ВКФ, основанных на быстром преобразовании Фурье (БПФ).

На рис. 1 проиллюстрированы процессы возникновения «переломов» и их устранения в оптимальном алгоритме.

Устранить данный недостаток можно путем замены операции выпрямления КИ, вычислением КИ от модуля произведения входного сигнала и чирплета. В этом случае вид хода вычисления КИ для сигнала со всеми четырьмя атомами приведен на рис. 2. В положительной полуплоскости приведены изображения хода вычислений КИ для действительных частей МН-чирплетов с частотами  $f_1$  и  $f_0$ , в отрицательной полуплоскости – для мнимых частей МН-чирплетов с частотами  $f_1$  и  $f_0$ .

Для упрощения решения задачи будем считать, что источник и приемник сигнала неподвижны, вследствие чего параметры МН-чирплета  $r_f = 0, a_f = 0$ . Тогда алгоритм построения апостериорной плотности вероятности будет описываться выражениями

$$\begin{aligned} A_1(\tau) &= \int_0^T \left| \xi(t) \operatorname{Im} \left( \dot{d}_{1,\sigma}(t - \tau) \right) \right| dt; \\ A_0(\tau) &= \int_0^T \left| \xi(t) \operatorname{Im} \left( \dot{d}_{0,\sigma}(t - \tau) \right) \right| dt; \end{aligned} \quad (6)$$

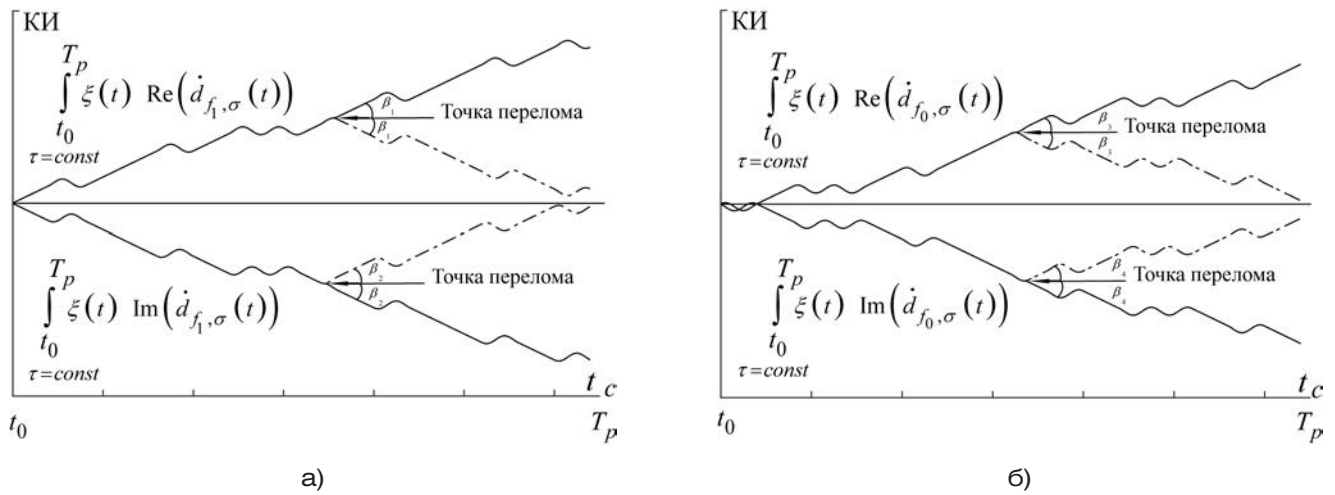


Рисунок 1. Отображение хода вычислений корреляционных интегралов: а – для частоты нажатия  $f_1$ ; б – для частоты отжатия  $f_0$

$$B_1(\tau) = \int_0^T |\xi(t) \operatorname{Re}(\dot{d}_{f_1, \sigma}(t-\tau))| dt;$$

$$B_0(\tau) = \int_0^T |\xi(t) \operatorname{Re}(\dot{d}_{f_0, \sigma}(t-\tau))| dt;$$

$$A(\tau) = A_1(\tau) + A_0(\tau); \quad B(\tau) = B_1(\tau) + B_0(\tau);$$

$$Z(\tau) = A(\tau) + B(\tau);$$

$$\tilde{Z}(\tau) = \frac{1}{\pi} \int_{t_0}^{t_0+T_p} \frac{Z(t)}{t-\tau} dt; \quad \dot{Z}(\tau) = Z(\tau) + j\tilde{Z}(\tau);$$

$$|\dot{Z}(\tau)| = \sqrt{Z^2(\tau) + \tilde{Z}^2(\tau)};$$

$$P_{ps}(\tau) = P_{pr}(\tau) I_0 \left[ \frac{2U_m}{N_{uu}} |\dot{Z}(\tau)| \right],$$

где  $A_1(\tau), A_0(\tau), B_1(\tau), B_0(\tau)$  – частные ВКФ принимаемого в точке приема сигнала с чирплетами;  $\operatorname{Im}(\cdot), \operatorname{Re}(\cdot)$  – мнимая и действительная части МН-чирплета;  $T$  – время наблюдения;  $P_{pr}(\tau)$  – априорная плотность вероятности  $\tau$ ;  $I_0(\cdot)$  – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка;  $Z(\tau)$  – результирующая ВКФ;  $U_m$  – амплитуда сигнала;  $N_{uu}$  – спектральная плотность мощности шума.

При оценивании ВПС достаточно использовать центральный пик АПВ –  $P_{psm}(\tau)$ , аппроксимировав его каким-либо образом. На рис. 3 показан процесс аппроксимации центрального пика апостериорной плотности вероятности и оценивания времени прихода сигнала, где аппроксимация пика произведена полиномом четвертой степени.

После аппроксимации оценка времени прихода сигнала будет находиться из уравнения

$$\left. \frac{\partial P_{psm}(\tau)}{\partial \tau} \right|_{\hat{\tau}_{\text{ВПС}}} = 0, \tag{11}$$

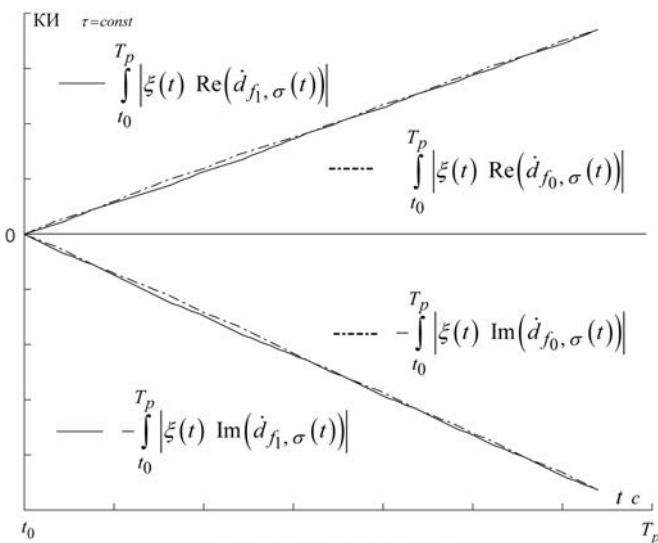


Рисунок 2. Отображение хода вычислений корреляционных интегралов

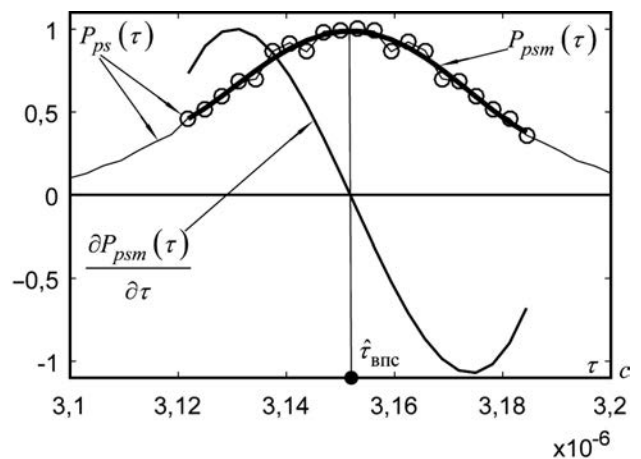


Рисунок 3. Аппроксимация пика АПВ и оценивание ВПС

где  $P_{psm}$  – аппроксимация центрального пика апостериорной плотности вероятности. А искомая оценка ВЗС  $\Delta \hat{\tau}_3$  вычисляется по формуле

$$\Delta \hat{\tau}_3 = \hat{\tau}_{впс1} - \hat{\tau}_{впс2}, \quad (12)$$

где  $\hat{\tau}_{впс1}$  и  $\hat{\tau}_{впс2}$  – оценки ВПС в первом и втором пространственно-разнесенных пунктах приема соответственно.

Если априорная плотность вероятности неизвестна, то оценка по максимуму апостериорной плотности вероятности совпадает с максимально правдоподобной оценкой. Осциллограммы в характерных точках алгоритма приведены на рис. 4.

### Результаты имитационного моделирования

С помощью имитационной модели проведены исследования точностных характеристик

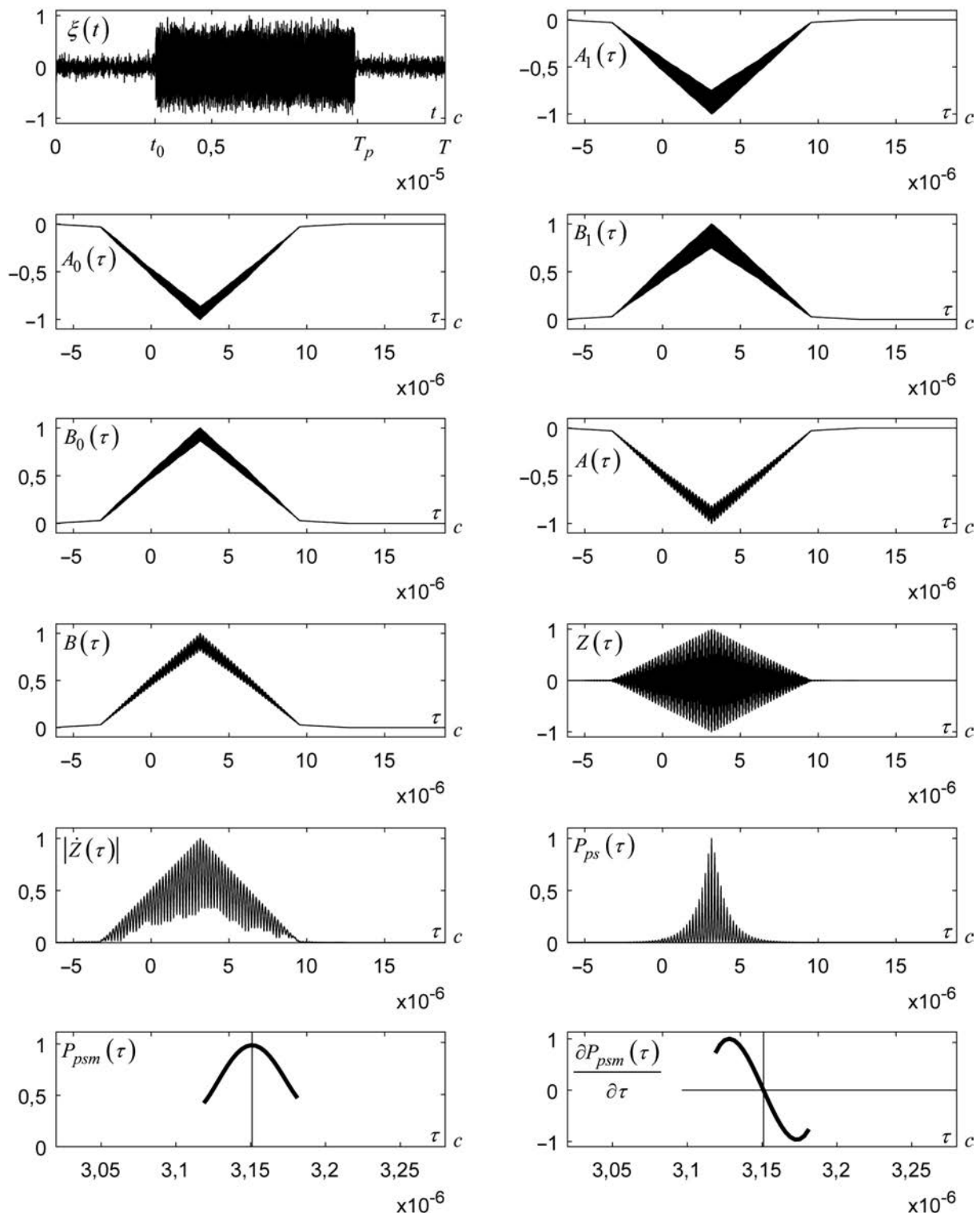


Рисунок 4. Осциллограммы сигналов в характерных точках алгоритма



предложенного алгоритма для сигналов MSK и сравнение его с известными. При моделировании использовались следующие исходные данные:  $f_c = 100$  МГц,  $T_p = 6,4$  мкс, число импульсов в модулирующей ПСП – 32, тактовая частота ПСП – 5 МГц.

На рис. 5 приведены графики зависимости погрешности оценивания взаимной задержки сигналов от отношения сигнал/шум.

Как видно из рис. 5, по сравнению со способом оценивания по огибающей пакета квазиоптимальный алгоритм обеспечивает выигрыш по точности от двух до десяти раз в зависимости от отношения сигнал/шум.

По сравнению со способом с ретрансляцией сигналов при большом отношении сигнал/шум (больше 40) погрешность оценивания с помощью предлагаемого квазиоптимального алгоритма больше в среднем на 35%. С уменьшением отношения сигнал/шум разница постепенно уменьшается, и при значении  $q \approx 12$  погрешности сравниваются. При дальнейшем уменьшении отношения сигнал/шум картина меняется и погрешность оценивания способом с ретрансляцией сигналов резко возрастает, при этом выигрыш предлагаемого квазиоптимального алгоритма

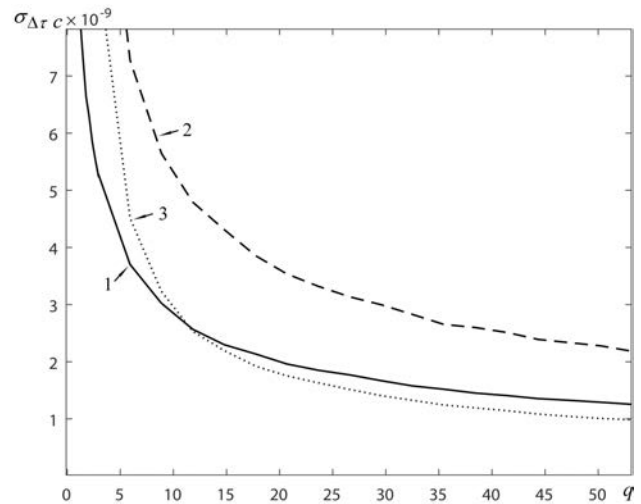


Рисунок 5. Сравнение точностных характеристик различных методов оценивания ВЗС: 1 – график для разработанного квазиоптимального алгоритма; 2 – график для способа оценивания по огибающей пакета; 3 – график для способа с ретрансляцией принимаемых сигналов с ПРПП на ЦП

достигает 50%. Этот факт очень важен, так как РК осуществляется, как правило, при низких отношениях сигнал/шум.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Дубровин А. В. Одноэтапные процедуры и пассивные системы определения координат источников радиоизлучений: дис. ... докт. техн. наук. М.: МАИ, 2007.
2. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.
3. Казаринов Ю. М. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах. М.: Советское радио, 1975. 296 с.
4. Кравченко В. Ф. Лекции по теории атомарных функций и некоторым их приложениям. М.: Радиотехника, 2003. 512 с.
5. Mallat S., Zhang Z. Matching pursuits with time-frequency dictionaries // IEEE Trans. Signal Processing, 1993, Vol. 41, pp. 3397–3415.
6. Zou H., Dai Q., Zhou X., Li Y. Dopplerlet based time-frequency representation via matching pursuit // Journal of Electronics, 2001, Vol. 18, № 3, pp. 217–227.
7. Mallat S. A wavelet tour of signal processing. Third edition. Academic Press, Burlington, MA, 2009. 805 p.
8. Кирсанов Э. А., Вагин А. И., Волков Р. А. Применение методов спектрального анализа на основе атомарной декомпозиции для оценивания КИП MSK-радиосигналов // Вестник ВВА. 2014. № 2. С. 227–244.
9. Zou H., Chen Y., Zhu J., Dai Q., Wu G., Li Y. Steady-Motion-Based Dopplerlet Transform: Application to the Estimation of Range and Speed of a Moving Sound Source // IEEE Journal of Oceanic Engineering, Vol. 29, № 3, July 2004, pp. 887–905.
10. Zou H., Chen Y., Song S., Lui Z., Li Y. Acceleration based Dopplerlet transform – Part I: Theory // IEEE Trans. Signal Processing, 2008, Vol. 88, pp. 934–951.
11. Zou H., Dai Q., Zhao K., Chen G., Li Y. Subspaces of FM<sup>m</sup>let transform // Science in China, Ser. F, 2002, Vol. 45, № 2, pp. 152–160.
12. Peng Z., Meng G., Chu Z., Lang Z., Zhang W., Yang Y. Polynomial Chirplet Transform With Application to Instantaneous Frequency Estimation // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 60, № 9, September 2011, pp. 3222–3229.
13. Mann S., Haykin S. The Chirplet Transforms: Physical Considerations // IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 43, № 11, November 1995, pp. 2745–2761.
14. Вагин А. И., Волков Р. А., Волкова Е. А. Оценивание КИП MSK-сигналов пакетных радиосетей ОВЧ-УВЧ-диапазонов с использованием нелинейной чирплет-аппроксимации // Научные технологии. 2015. № 12. С. 37–42.

## ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРЕ

**Волков Руслан Александрович**, адъюнкт (аспирант), Череповецкое высшее военное инженерное училище радиоэлектроники, 162600, Вологодская область, Череповец, Советский пр-т, д. 126, тел.: 8 (951) 746-16-50, 8 (202) 67-31-34, e-mail: ruslan090581@rambler.ru.

## QUASIOPTIMAL ALGORITHM FOR ASSESSMENT OF POSITIONING AND INFORMATIVE PARAMETERS OF MSK-SIGNALS OF PACKET RADIO NETWORKS WITH UNKNOWN LAW OF PRIMARY MODULATION ON THE BASIS OF NONLINEAR CHIRPLET APPROXIMATION

This article investigates scientific and methodological device for radio signals processing on the basis of the search of coincidence and nonlinear chirplet approximation. By means of the proposed scientific-methodological device the quasi-optimal algorithm for estimating of the time of arrival of MSK-radio signals of packet-radio network in spatially separated points for receipt of long range positioning system has been designed. By way of simulation modeling the comparative analysis of the accuracy of characteristics of the developed algorithm with known algorithms has been carried out. It is shown that the proposed algorithm has the best accuracy characteristics compared to conventional algorithms. In addition, the proposed approach can improve performance of long range positioning system through distributed processing.

**Keywords:** nonlinear chirplet approximation, search of coincidence, atomic function, time of signal arrival, correlation integral, long range positioning system.

### REFERENCES

1. Dubrovin A.V. Odnoetapnye protsedury i passivnye sistemy opredeleniya koordinat istochnikov radioizlucheniya [Single-stage procedures and passive systems of determination of the coordinates of radio sources]: dis. ... dokt. tekhn. nauk. M.: MAI, 2007.
2. Tikhonov V.I. *Optimal'nyy priem signalov* [The optimal signal reception]. M.: Radio i svyaz', 1983. 320 p.
3. Kazarinov Yu.M. *Poisk, obnaruzhenie i izmerenie parametrov signalov v radionavigatsionnykh sistemakh* [Search, detection and measurement of signal parameters in navigation systems]. M.: Sovetskoe radio, 1975. 296 p.
4. Kravchenko V.F. *Lektsii po teorii atomarnykh funktsiy i nekotorym ikh prilozheniyam* [Lectures on the theory of atomic functions and some of their applications]. M.: Radiotekhnika, 2003. 512 p.
5. Mallat S., Zhang Z. Matching pursuits with time-frequency dictionaries. *IEEE Trans. Signal Processing*, 1993, Vol. 41, pp. 3397–3415.
6. Zou H., Dai Q., Zhou X., Li Y. Dopplerlet based time-frequency representation via matching pursuit. *Journal of Electronics*, 2001, Vol. 18, no. 3, pp. 217–227.
7. Mallat S. *A wavelet tour of signal processing*. 3rd edition. Academic Press, Burlington, MA, 2009. 805 p.
8. Kirsanov E.A., Vagin A.I., Volkov R.A. Primenenie metodov spektral'nogo analiza na osnove atomarnoy dekompozitsii dlya otsenivaniya KIP MSK-radiosignalov [Application of spectral analysis based on atomic decomposition for evaluation of instrumentations and MSK-radio]. *Vestnik VVA*, 2014, no. 2, pp. 227–244.
9. Zou H., Chen Y., Zhu J., Dai Q., Wu G., Li Y. Steady-Motion-Based Dopplerlet Transform: Application to the Estimation of Range and Speed of a Moving Sound Source. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, Vol. 29, no. 3, July 2004, pp. 887–905.
10. Zou H., Chen Y., Song S., Lui Z., Li Y. Acceleration based Dopplerlet transform – Part I: Theory. *IEEE Trans. Signal Processing*, 2008, Vol. 88, pp. 934–951.
11. Zou H., Dai Q., Zhao K., Chen G., Li Y. Subspaces of FM<sup>m</sup>let transform. *Science in China, Ser. F*, 2002, Vol. 45, no. 2, pp. 152–160.
12. Peng Z., Meng G., Chu Z., Lang Z., Zhang W., Yang Y. Polynomial Chirplet Transform With Application to Instantaneous Frequency Estimation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 60, no. 9, September 2011, pp. 3222–3229.
13. Mann S., Haykin S. The Chirplet Transforms: Physical Considerations. *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 43, no. 11, November 1995, pp. 2745–2761.
14. Vagin A.I., Volkov R.A., Volkova E.A. Otsenivanie KIP MSK-signalov paketnykh ra-diosetey OVCh-UVCh-diapazonov s ispol'zovaniem nelineynoy chirplet-approximatsii [Evaluation instrument and MSK-signal packet radio networks of very high frequency and ultra high frequency bands using a non-linear chirplet approximation]. *Naukoemkie tekhnologii*, 2015, no. 12, pp. 37–42.

### AUTHOR

**Volkov Ruslan**, Associate (PhD student), Cherepovets Higher Military Engineering School of Radio Electronics, 126, Avenue Soviet, Cherepovets, Vologda region, 162600, tel.: +7 (951) 746-16-50, +7 (202) 67-31-34, e-mail: ruslan090581@rambler.ru.