

УДК 621.396.96

М. В. Ронкин, А. А. Калмыков, Е. И. Хрестина
Уральский федеральный университет
им. первого Президента России Б. Н. Ельцина

Оценка частоты сигнала по короткой реализации в локационных системах с непрерывным излучением на основе обработки квадратурных составляющих

Предложен алгоритм быстрого измерения коротких задержек линейно-частотно-модулированных сигналов при помощи обработки их квадратурных составляющих. Проведено сравнение предложенного алгоритма с оценкой задержки по спектру в зависимости от отношения "сигнал/шум" и от времени задержки. Алгоритм может быть применен при обработке сигналов ближней локации.

Радиолокация, обработка сигналов, измерения частоты

Во многих приложениях радиолокации использование непрерывных сигналов позволяет достичь лучших результатов по сравнению с импульсным режимом излучения. Обработка принятых непрерывных частотно-модулированных сигналов, как правило, осуществляется по схеме оценителя-коррелятора, выходной сигнал биений в котором является низкочастотным и несет в своей частоте информацию о задержке сигнала [1]. В современных приложениях локации частота этого сигнала оценивается по пику в спектральной области [2]. Такой подход требует наличия выборки, содержащей не менее 2–3 периодов этого сигнала [3].

Во многих приложениях ближней локации актуальным является снижение нижней границы значений времени задержки, измеряемого с заданной точностью [4]. Примерами приложений ближней локации с линейно-частотно-модулированным излучением, где решение описанной проблемы актуально, являются дальнометрия, уровнеметрия и расходомерия жидкостей и газов в трубопроводах с использованием непрерывного излучения сложно-модулированных сигналов [4], [5].

Как правило, в локационных системах с непрерывным излучением ЛЧМ-сигнала задержка принятого сигнала оценивается по максимуму спектра сигнала биений между излученным и принятым сигналами. Снижение длины выборки обрабаты-

ваемого сигнала ведет к расширению указанного пика, увеличивая тем самым ошибку измерения. Таким образом, разработка новых алгоритмов, позволяющих извлекать максимум информации из коротких реализаций полученных сигналов, актуальна [4]. Один из возможных путей решения указанной проблемы базируется на получении квадратур и использовании интерполяционных алгоритмов, основанных на априорной информации [2].

В ряде работ [5]–[7] предложены алгоритмы обработки сигналов, учитывающие ограниченную длину выборки, однако не рассмотрен вопрос о повышении точности для случаев, когда длина сигнала ограничена менее чем 2–3 периодами.

В задачах ближней локации с непрерывным излучением, как правило, используются сигналы сложной формы и гетеродинная схема их приема и обработки (рис. 1) [1]. Обработка сигналов заключается в перемножении прошедшего через среду с задержкой τ сигнала s_{01} и опорного сигнала s_{00} с последующим выделением низкочастотной составляющей вида:

$$\begin{aligned} s_{11} &= \\ &= A \cos \left[\left(\frac{b\tau}{T_H} \right) t + \left(\omega\tau + \frac{b^2\tau}{T_H} + \varphi_{00} - \varphi_{01} \right) \right] + n(t) = \\ &= A \cos(\omega_{\delta} + \varphi_{\delta}) + n(t), \end{aligned} \quad (1)$$

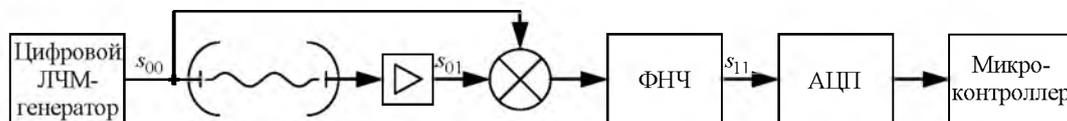


Рис. 1

где A – амплитуда сигнала; $b = \omega_{\max} - \omega_0$ – девиация частоты (ω_{\max} , ω_0 – максимальная и начальная частоты сигнала соответственно); $T_{\text{и}}$ – длительность ЛЧМ-импульса; φ_{00} , φ_{01} – фазы опорного и принятого сигналов соответственно; ω_{δ} , φ_{δ} – частота и фаза сигнала биений; $n(t)$ – "белый" шум.

В схеме на рис. 1 цифровой ЛЧМ-генератор обеспечивает высокую линейность изменения частоты формируемого сигнала s_{00} во времени при условии, что интервал его дискретизации много меньше ожидаемого периода сигнала биений s_{11} [8].

Информация о задержке содержится в частоте и в фазе сигнала (1). Как правило, задержку определяют по положению максимума спектра сигнала, полученного быстрым преобразованием Фурье (БПФ) [7]. Однако указанный метод не может быть использован при малом времени наблюдения сигнала из-за возникновения явления Гиббса, а также из-за расширения пика в спектре, что снижает точность измерения [9]. Кроме того, при цифровой обработке на точность измерений существенно влияет и частота дискретизации. Для снижения влияния эффекта Гиббса необходимо увеличить эту частоту, разместив среди имеющихся отсчетов дополнительные отсчеты, нулевые либо полученные в результате интерполяции соседних отсчетов [2]. Если оцениваемый сигнал является моногармоническим, при интерполяции зависимость фазы от времени может быть принята линейной. Зависимость фазы сигнала от времени может быть получена при наличии квадратурных составляющих, которые выделяются в аналоговом виде или цифровым преобразованием Гильберта [6].

Необходимо отметить, что не все алгоритмы, предлагаемые для повышения точности оценки гармонических сигналов, могут быть использованы для обработки их коротких реализаций. Например, методы [5], [7] предполагают измерения частоты по средним значениям наклона на каждом непрерывном участке изменения фазы от $-\pi$ до π , что невозможно обеспечить при наличии короткой реализации (когда обработке доступен фрагмент сигнала биений длительности, сравнимой с его периодом). В этом случае возможен переход к полному значению фазы расширением диапазона значений до $2\pi k$, $k = 1, 2, \dots$ [5]. Однако авторы [6] предлагают оценку по методу максимального правдоподобия, которая требует

бесконечной выборки [10], усечение которой ведет к возрастанию погрешности.

На основе проанализированного материала авторами настоящей статьи предложен алгоритм измерения частоты коротких реализаций сигналов, суть которого заключается в следующем:

1. Для сигнала типа (1) в аналоговом или в цифровом виде формируются квадратуры:

$$\begin{aligned} s_I(t) &= 0.5 \sin(\omega_{\delta}t + \varphi_{\delta}); \\ s_Q(t) &= 0.5 \cos(\omega_{\delta}t + \varphi_{\delta}). \end{aligned}$$

2. Для аналитической выборки $s_I(t)$, $s_Q(t)$ определяется зависимость фазы от времени:

$$\varphi(t) = \arctg[s_I(t)/s_Q(t)].$$

3. Так как сигнал биений является гармоническим, предполагается линейность его фазы на каждом участке от $-\pi$ до π . Выполняется переход к полному значению фазы в области определения $[0, +\infty)$.

4. К полученной выборке объема $N = T/\Delta t$ (T – интервал наблюдений; Δt – шаг дискретизации по времени) применяется гипотеза линейной зависимости фазы от времени. На основании указанной гипотезы вводится линейная аппроксимация зависимости фазы: $\varphi_{\text{ан}}(t) = at + b$. Параметры прямой определяются методом наименьших квадратов из уравнения

$$\begin{pmatrix} \sum_{i=1}^N \Delta t_i^2 & \sum_{i=1}^N \Delta t_i \\ \sum_{i=1}^N \Delta t_i & N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sum_{i=1}^N \Delta t_i \varphi(\Delta t_i) \\ \sum_{i=1}^N \varphi(\Delta t_i) \end{pmatrix}.$$

5. Частота сигнала находится как наклон полученной линеаризованной кривой: $f_{\delta} = 1/(2\pi a)$.

Для проверки приведенного алгоритма в программном пакете MatLab построена модель схемы, представленной на рис. 1. Целью моделирования являлось сравнение оценок задержки, получаемых по предложенному алгоритму и по спектру Фурье в зависимости от отношения "сигнал/шум" при различных задержках. Сигналы оцифровывались с частотой, в 100 раз выше ожидаемой частоты биений (последняя может быть рассчитана исходя из предположения о расстоянии до цели). Грубая оценка частоты биений может формироваться по характерным точкам спектра (по нулям или по нулю и пику); высокая точность при этом не требуется. В процес-

се моделирования выявлено, что указанная частота выборки эвристически оптимальна: при меньших частотах ошибка возрастает, по всей видимости, из-за недостатка выборок для выполнения БПФ с необходимой точностью и для точной линейаризации. При увеличении же частоты выборки ошибка не снижается. Последнее можно объяснить тем, что рост частоты выборки ведет к увеличению полосы пропускания устройства обработки, что повышает энергию шума, попадающую в полосу анализа. Более подробное изучение данного вопроса оставлено за рамками статьи.

Кроме того, указанное соотношение частоты выборки и ожидаемой частоты биений легко реализуется на практике. Так как обрабатываемый сигнал биений, как правило, является низкочастотным (порядка 1...10 кГц), то его оцифровка может быть проведена при частоте Найквиста 0.1...1 МГц, на которой работают широко используемые и выпускаемые в промышленных масштабах аналого-цифровые преобразователи.

Возрастание ошибки разложения в ряд Котельникова для коротких реализаций сигнала можно объяснить погрешностью сходимости ряда в среднеквадратическом смысле. Так, при длине сигнала биений $(0.1...1.5)T$ дискретизация с частотой в два раза выше несущей дает 1...4 точки, что недостаточно для высокой точности разложения в ряд Котельникова [6]:

$$\lim_{p \rightarrow \infty} \left| f(t) - \sum_{k=-p}^p f\left(\frac{k}{2f_{\max}}\right) \times \frac{\sin\left\{2\pi f_{\max}\left[t - k/(2f_{\max})\right]\right\}}{2\pi f_{\max}\left[t - k/(2f_{\max})\right]} \right|^2 = 0.$$

где f_{\max} – максимальная частота спектра сигнала; p – длина выборки.

Данный ряд сходится только при стремлении длительности сигнала к бесконечности, что и определяет ошибку аппроксимации. При обработке коротких сигналов для получения доста-

точного объема выборки требуется увеличение частоты дискретизации (в настоящей статье частота дискретизации в 100 раз превосходит верхнюю частоту спектра сигнала биений). Повышать частоту дискретизации также необходимо для того, чтобы можно было считать "белый" шум на входе приемного устройства гауссовским. Это в свою очередь позволяет использовать в соответствии со статистической теорией алгоритмов оптимальную обработку сигналов [10] и аналого-цифровое преобразование [9].

В ходе численных экспериментов определялась зависимость среднеквадратического отклонения (СКО) оценок частоты биений при наличии "белого" гауссовского шума от задержки сигнала для различных значений отношения "сигнал/шум" на входе приемника. Задержка сигнала измерялась количеством периодов сигнала биений. Длительность выборки равнялась периоду модуляции излучаемого ЛЧМ-сигнала. Оценка проводилась по предложенному в статье алгоритму, причем частота сигнала оценивалась по пику его спектра. В предложенном алгоритме осуществлялось программное преобразование Гильберта во временной области. При оценке по пику спектра он формировался БПФ с количеством точек, в 300 раз превышающим отношение частоты Найквиста к несущей частоте. Это необходимо для достижения достаточной разрешающей способности без применения дополнительных интерполяций. Каждое значение СКО являлось результатом 100 измерений.

На рис. 2–4 представлены зависимости СКО, нормированного на частоту биений f_0 ($\delta_{f_0} = \delta_f / f_0$), от количества периодов N , заключенных в рассматриваемой реализации сигнала. Зависимости представлены для отношений "сигнал/шум" на входе приемника ψ от 3 до 50 дБ. На рис. 2, а–4, а представлены зависимости для всего исследованного диапазона $0.1 \leq N \leq 10$, на рис. 2, б–4, б – когда длительность анализа не превосходит периода сигнала биений ($0.1 \leq N \leq 1.0$),

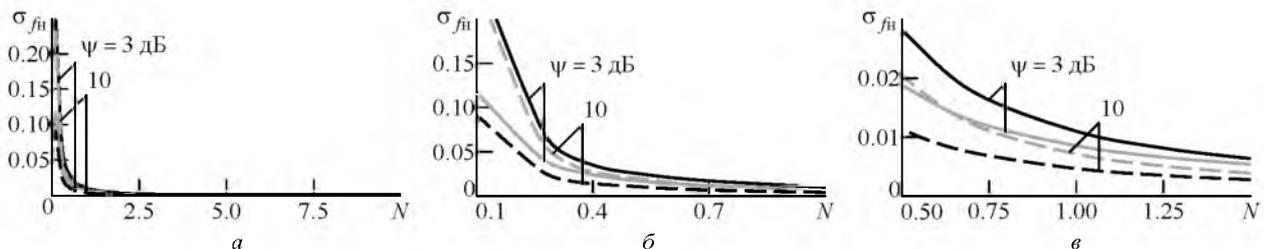


Рис. 2

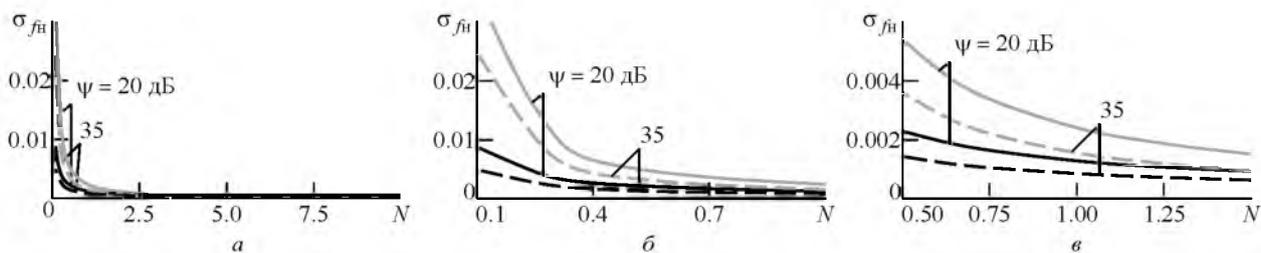


Рис. 3

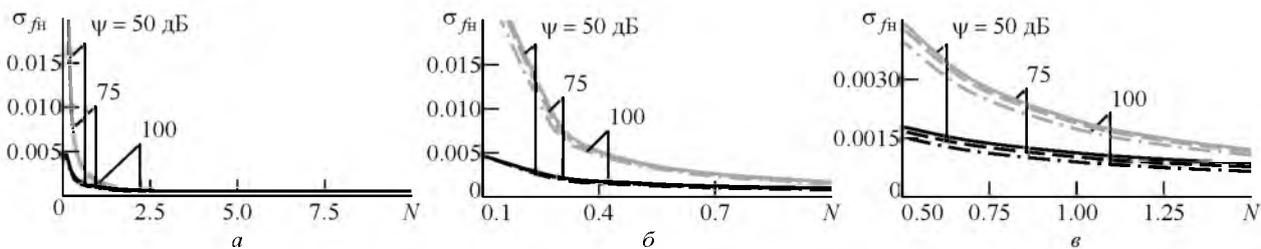


Рис. 4

на рис. 2, в-4, в – когда эта длительность примерно равна периоду ($0.5 \leq N \leq 1.5$). Зависимости, сформированные в результате применения предложенного алгоритма, даны черными кривыми, а полученные по пику спектра на основе БПФ – серыми. Из представленных зависимостей следует, что при коротких реализациях (меньше двух периодов сигнала) и отношении "сигнал/шум" более 10 дБ (рис. 3, б, в; 4, б, в) предложенный алгоритм дает большую точность по сравнению с применением БПФ. Это объясняется тем, что при уменьшении объема выборки возрастает роль дискретной ошибки БПФ. Значение ошибки может быть снижено интерполяцией, однако любая интерполяция формы спектра носит лишь приближенный характер. В предложенном алгоритме используется априорная информация о линейной зависимости фазы сигнала биений, в связи с чем линейаризация зависимости фазы от времени может рассматриваться как наиболее точный тип интерполяции, дающий наименьшую ошибку определения времени задержки. При отношении "сигнал/шум" 3 дБ алгоритм оценки по максимуму

спектра показал лучшие результаты, чем предложенный в настоящей статье алгоритм. Это может быть следствием ошибок использования метода наименьших квадратов при больших отклонениях значений и малом объеме выборки.

При увеличении задержки до значений, соответствующих $N > 2.5$, точность предложенного алгоритма и оценки по спектру не меняются и зависят только от отношения "сигнал/шум", что согласуется с общей теорией оптимального приема [10].

Зависимости $\delta_{f_{\text{н}}}(\psi)$ для значений $N = 0.5, 1.5$ и 10 приведена на рис. 5. Из них следует, что при отношениях "сигнал/шум" на входе приемника выше 40 дБ ошибка измерений практически не меняется для каждой из представленных зависимостей. С другой стороны, при $N < 1.5$ ошибка измерений существенно зависит от длительности выборки N . Например, при изменении N от 0.5 до 1.5 СКО снижается в 5 раз. При дальнейшем росте интервала существенной зависимости ошибки от его значения не наблюдается. При $\psi < 40$ дБ СКО существенно зависит от уровня шума, на-

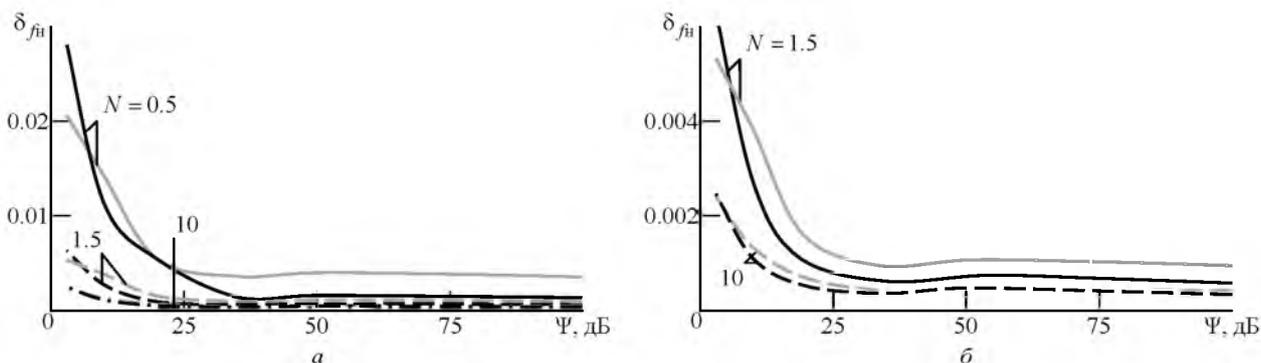


Рис. 5

пример, при снижении отношения "сигнал/шум" от 40 до 10 дБ СКО увеличивается в 3–5 раз. Различия в СКО предложенного алгоритма и оценки по спектру снижаются при увеличении отношения "сигнал/шум".

Кроме случайной составляющей ошибки для выборок с длительностью менее одного периода присутствует постоянная составляющая ошибки в определении значения частоты, что объясняется расширением пика спектра и явлением Гиббса при оценке частоты методом БПФ [9]. Можно ожидать, что при использовании предложенного алгоритма с аналоговым способом получения квадратур эта ошибка будет устранена.

Необходимо отметить вычислительную простоту предложенного алгоритма по сравнению с оценкой на основе БПФ, где для достижения высокой точности приходится вычислять коэффициенты нелинейной интерполяции или выполнять преобразование на сетке, значительно превышающей шаг дискретизации. В предложенном алго-

ритме, напротив, используется априорная информация о линейной зависимости фазы от времени, что позволяет упростить и ускорить вычисление времени задержки сигнала.

Разработанный алгоритм имеет преимущества в точности по сравнению с традиционным методом при отношениях "сигнал/шум" более 10 дБ. При времени задержки, меньшем двух периодов сигнала, ошибка измерений зависит от него.

В настоящей статье оставлены открытыми вопросы о выборе метода получения квадратур для выборок сигнала менее длительности одного периода. Кроме того открытым остается вопрос о минимальной скорости дискретизации для таких реализаций. Как было показано, она должна быть выше, чем удвоенное значение несущей частоты. Это связано с тем, что при малом количестве точек в выборке существенной является ошибка в детектировании каждой из таких точек.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Комаров И. В. Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний М.: Горячая линия–Телеком, 2010. 392 с.
2. Калмыков А. А., Никитин Н. П. Обработка авторегрессионных сигналов: учеб. пособие. Екатеринбург: УГТУ–УПИ, 2002. 89 с.
3. Цифровые интерполяционные алгоритмы оценки частоты гармонического сигнала. Сравнительный анализ / С. А. Антипов, Д. С. Гнездилов, В. А. Козьмин, В. М. Стопкин // Радиотехника. 2014. № 3. С. 42–46.
4. Атаянц Б. А., Паршин В. С. Измерение частоты гармонического сигнала, принимаемого на фоне аддитивного белого шума, по его короткой реализации // Измерительная техника. 2004. № 6. С. 42–46.
5. Калмыков А. А., Ронкин М. В. Сравнение цифровых методов определения времени прихода локационных сигналов // Цифровые методы оценки времен прохождения ультразвуковых локационных сигналов // Датчики и системы. 2014. № 8(183). С. 11–16.
6. Roosnek N. Novel digital signal processing techniques for ultrasonic gas flow measurements // Flow measurement and instrumentation. 2000. № 1. С. 89–99.
7. Kupnik M., Krasser E., Groschl M. Absolute transit time detection for ultrasonic gas flowmeters based on time and phase domain characteristics // IEEE Ultrasonic symposium, New York, 28–31 Oct. 2007. Piscataway: IEEE, 2007. С. 142–145.
8. Карманов Ю. Т., Поваляев С. В. Характеристики радиолокационных дальномеров с ЛЧМ-зондирующими сигналами, синтезированными по цифровой технологии DDS // Вестн. ЮУрГУ. Сер. Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника. 2014. Т. 14, № 1. С. 14–22.
9. Оппенгейм А., Шафер Р. Ф. Цифровая обработка сигналов. М.: Мирб, 2006. 848 с.
10. Ван Трис. Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции: в 2 т. Т. 1: Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции / пер. с англ.; под. ред. В. И. Тихонова. М.: Сов. радио, 1972. 744 с.

M. V. Ronkin, A. A. Kalmikov, E. I. Khrestina
Ural federal university n. a. the first President of Russia B. N. Yeltsin

Estimation of frequency of radar signals with continuous emission for short sample length of realization based on processing of quadrature decomposition

The new algorithm for fast estimation of short signals realization is presented. The proposed algorithm involve processing of linear frequency modulation signals by evaluation-correlator scheme, quadrature decomposition, and digital processing of relation between phase and time. The comparisons with estimation of frequency in spectral domain depend on signal to noise ratio and on delay have been performed.

Radars, signal processing, measurement of frequency

Статья поступила в редакцию 6 февраля 2015 г.