

Прецизионные промышленные системы

ЧМ-радиолокации ближнего действия.

Методическая погрешность измерения и её минимизация

Б.А. Атаянц, В.В. Езерский, С.М. Смольский, Б.И. Шахтарин

Рассмотрены основные принципы построения прецизионных частотных дальномеров, предназначенных для высокоточного измерения малых и сверхмалых расстояний в промышленных системах автоматического управления технологическими процессами. На основании анализа существующих систем выделены три группы таких приборов, отличающихся по точности измерения расстояния и сложности реализации. Показаны общие подходы, позволяющие разрабатывать подобные приборы на современном научно-техническом уровне и успешно осуществлять их практическую реализацию.

The basic principles of precision frequency range-finder implementation intended for high-accuracy measurement of small and ultra-small distance are considered for industrial automatic control of the technological processes. On the basis of the existing system analysis three groups of such devices are allocated differing by distance measurement accuracy and the implementation complexity. The general approaches are discussed allowing to develop these devices at modern scientific and technological level and to execute its practical implementation.

Введение

Интенсивное развитие различных отраслей промышленности и возникновение систем автоматического управления производственными процессами привели в конце 60-х годов прошлого века к широкому применению в промышленности радиолокационных устройств [1 – 3]. Часто требуется измерить очень малые расстояния (от долей метра до нескольких десятков метров). К числу таких систем, например, можно отнести различные системы измерения уровня заполнения технологических резервуаров (уровнемеры), системы точного позиционирования сложного технологического оборудования (вплоть до порталных кранов и др.), системы определения расстояния до препятствий и скорости на транспорте (автомобильном, железнодорожном и морском) и т.д. Основы для разработки таких систем были заложены в предыдущие десятилетия в процессе развития различных военных применений [4 – 19]. Причём во многих случаях требуется осуществлять непрерывное бесконтактное слежение за расстоянием, а часто и за скоростью его изменения. Часть этих задач может быть решена радиоволновыми методами [1], но весь спектр приложений могут реализовать только радиолокационные системы. В большинстве случаев эти задачи успешно решает частотный дальномер (ЧД), относящийся к классу частотно-модулированных (ЧМ) радиолокационных станций (РЛС) с непрерывным излучением. Требования по точности измерения расстояния как правило на один-два порядка превышают аналогичные требования в традиционных системах ближнего действия.

В этих условиях те факторы, которые слабо влияли в традиционных применениях, начинают играть доминирующую роль и должны соответствующим образом учитываться при анализе характеристик и разработке подобных систем.

Пионерами в промышленном применении ЧД были шведская фирма SAAB и голландская Enraf-Nonius [3, 20, 25], использовавшие их для измерения уровня заполнения различных технологических резервуаров. Фирма SAAB в 1975 г. поставила на эксплуатацию свой первый уровнемер. До середины 90-х годов она произвела более 15000 уровнемеров. В 1976 г. первый уровнемер создала немецкая фирма Krohne [3]. В этом же году получил задание на разработку уровнемера для танкеров Рязанский завод «Теплоприбор». Как отечественные, так и зарубежные первые уровнемеры не обладали высокой точностью измерения. Их погрешность по расстоянию составляла единицы и даже десятки сантиметров. Только в начале девяностых годов ведущими производителями была практически достигнута точность измерения 1 см [3]. Точность 2 см имел уровнемер «Луч-2», разработанный и освоенный в серийном производстве на Рязанском заводе «Теплоприбор». Однако точность 1 – 2 см во многих случаях недостаточна для решения задач промышленности. Для увеличения точности измерения понадобился гораздо более высокий уровень развития СВЧ-техники и применение современных аппаратуры и методов цифровой обработки сигналов. На увеличение точности с 1 см до 1 мм ушло ещё почти 10 лет.

Потребности промышленности в таких приборах огромны. Большой экономический эффект обеспечивается не только вследствие устранения ручных методов измерения, но и благодаря высокой надёжности, точности, оперативности и простоте внедрения в автоматизированные системы управления производством.

В настоящее время существует множество фирм за рубежом и в России, занимающихся разработкой и выпуском подобных приборов и постоянно совершенствующих их характеристики.

Развитие выпускаемых приборов находит своё отражение в патентной литературе и в периодической печати. Наиболее интересные работы [20 – 63]. Среди опубликованных работ важными, определяющими основные этапы развития ЧМ ЧД промышленного назначения можно считать [20, 22, 23, 29], основанные на весовом методе оценки разностной частоты; [21, 24], предлагающие дополнительную медленную фазовую модуляцию ЧМ-сигнала; [22, 27, 28, 31, 35, 48], использующие линию задержки в качестве опорного эталонного канала; [25, 45, 51, 60], применяющие калибровочный режим работы для измерения и компенсации нелинейности модуляционной характеристики (MX) передатчика на основе так называемого режима ступенчатой частотной модуляции непрерывного сигнала (зарубежная аббревиатура – FSCW); [59, 60], использующие цифровой синтез частоты передатчика в режиме FSCW; [41, 43, 51 – 54], рассматривающие особенности работы частотных дальномеров в условиях наличия мешающих отражений на основе различных вариаций метода максимума правдоподобия или методов высокого разрешения (например, метод MUSIC [51]).

У нас в стране книги по теории ЧМ-радиолокаторов были изданы в 60 – 70-х годах прошлого века. Кроме работ, перечисленных выше, можно назвать [64, 65]. Наиболее известная и основательная из всех – монография А.С. Винницкого [5]. Однако в этих работах не отражены современные методы формирования и обработки сигналов, учитывающие революционные изменения в элементной базе. В конце 80-х годов опубликована монография [66]. В ней на серьёзном уровне рассмотрены основы теории и принципы построения радиотехнических систем обнаружения и измерения ближнего действия и особенности реализации систем, предназначенных для измерения параметров движения транспортных средств и охранных радиотехнических систем. Из зарубежных можно отметить работы [68, 69]. Последней серьёзной

работой можно считать монографию [70]. В ней применительно к радиолокационным системам измерения малых расстояний рассматриваются теоретические основы обработки принятого сигнала и передающие устройства на основе автодинного принципа работы. Поэтому в настоящее время существует необходимость осмысливания последних достигнутых результатов и обобщения разрозненных сведений, имеющихся в литературе и полученных авторами в процессе работы над новыми приборами. В этом и состоит цель настоящего обзора.

1. Постановка проблемы

Специфика применения ЧД в промышленных системах измерения малых расстояний заключается в следующем:

- диапазон измеряемых расстояний составляет обычно от долей метра до 30 – 50 м при требуемой точности измерения от единиц сантиметров до 1 мм и даже до долей миллиметра;
- во многих случаях измерения проводятся в сложных помеховых ситуациях, часто в замкнутых объёмах при наличии различного рода мешающих отражателей. Наблюдается множество переотражений радиоволн от этих элементов. Если при измерении уровня контролируемый материал имеет невысокое значение диэлектрической постоянной и слабо поглощает радиосигнал, то наблюдается ещё и отражение от дна резервуара. Однако все мешающие отражатели (их параметры) в рабочей области дальномера могут быть заранее найдены;
- приём сигнала осуществляется на фоне шумов, возникающих в первых каскадах СВЧ-узлов и фазовых шумов передатчика;
- на результат измерения сильное влияние оказывает нелинейность модуляционной характеристики передатчика;
- измерения необходимо проводить в условиях значительного изменения параметров окружающей среды (температуры, влажности и давления) и среды в рабочей зоне в условиях повышенной запылённости среды распространения радиоволн и наличия пара, конденсата влаги и пыли на антенне;
- для обработки сигналов такой измерительной системы имеется лишь ограниченный объём отсчётов сигнала, причём на очень малой измеряемой дальности для анализа могут быть получены всего несколько периодов сигнала (3 – 4 периода и менее). Кроме того, по ряду причин эти сигналы могут быть сильно искажены, т.е. их

форма отличается от синусоиды и имеется значительная паразитная амплитудная модуляция; - достижение высокой точности измерения требует применения довольно сложных алгоритмов обработки сигналов, тем не менее, результат должен быть получен в темпе динамики технологического процесса или восприятия информации человеком; - разрабатываемые алгоритмы должны быть практически реализуемы на доступной элементной базе при выполнении условия экономической эффективности применения приборов.

2. Классификация промышленных частотных дальномеров

Анализ существующих данных позволяет говорить о трёх классах приборов подобного типа, характерных для современного уровня развития измерительной радиотехники. Это приборы малой точности с погрешностью в несколько сантиметров, средней точности с погрешностью 1 см – 5 мм и высокой точности с погрешностью 1 мм и менее. Общим для всех приборов является необходимость сглаживания ошибки дискретности (ОД) [5, 13, 65], присущей ЧД при классическом счётном методе оценки разностной частоты. Каждый класс приборов основан на некотором методе сглаживания ОД (МСОД). При этом необходим компромисс между сложностью метода и возможностью практической реализации с приемлемыми экономическими показателями.

Погрешность ЧД складывается из нескольких составляющих [67]. Наиболее существенными являются методическая погрешность измерения разностной частоты f_p , погрешность, вызванная наличием шумов, погрешность поддержания неизменными периода модуляции $T_{\text{мод}}$ и девиации частоты ΔF , входящих в основное расчётное соотношение для измеряемого расстояния R при симметричном треугольном законе модуляции частоты:

$$R = \delta_R f_p T_{\text{мод}}, \quad (1)$$

где $\delta_R = c/(4\Delta F)$ – величина ОД; c – скорость распространения электромагнитной волны в рабочей зоне дальномера, зависящая от температуры, давления и наличия паров контролируемого материала.

Во многих случаях на погрешность измерения разностной частоты сильное влияние оказывает нелинейность модуляционной характеристики генератора СВЧ, хотя это не следует из основного

расчётного соотношения [5]. Отрицательно сказывается влияние отраженных сигналов [71], в том числе отражённых от полезного отражателя, на резонансную систему СЧВ-генератора.

Рассмотрим методическую погрешность МСОД, перспективных для использования в трёх рассмотренных классах приборов. При этом целесообразно использовать методы адаптации и оптимизации [72], позволяющие добиться минимума погрешности при сложившихся условиях работы ЧД. Другие составляющие рассмотрим в последующих разделах.

3. Приборы малой точности

Для создания наиболее простых и дешёвых приборов, обладающих требуемыми характеристиками, можно использовать модификацию известного счётного метода оценки разностной частоты [73 – 75]. Известно [4], что ОД в счётном методе возникает вследствие периодичности закона частотной модуляции. Периодичность закона модуляции зондирующего ЧМ-сигнала приводит к тому, что сигнал разностной частоты (СРЧ) принимает вид фазоманипулированного колебания, в котором скачки фазы происходят на границах полуperiодов модуляции. Величина скачка фазы зависит от измеряемого расстояния и при изменении расстояния периодически изменяется в пределах от 0 до 180° с периодом по расстоянию, равным половине длины волны несущего колебания. Такое свойство СРЧ ограничивает время измерения разностной частоты одним полупериодом модуляции $T_{\text{обр}} = T_{\text{мод}}/2$. Кроме того, оно не позволяет производить узкополосную фильтрацию СРЧ, необходимую для улучшения отношения сигнал/шум.

3.1. Исходные уравнения

Предполагая наличие только одного отражённого сигнала, можно существенно уменьшить дискретность счёта, выполняя оптимизацию формирования и обработки сигналов дальномера с ЧМ. Необходимо так управлять параметрами модуляции [73], чтобы обеспечить отсутствие скачков фазы СРЧ при использовании периодической ЧМ. Соответственно, СРЧ примет вид непрерывной синусоиды. В результате можно увеличивать интервал обработки СРЧ, снижая ОД до приемлемой величины. Отсутствие скачка фазы СРЧ соответствует равенству производных по времени от СРЧ, вычисленных в непосредственной близости справа и слева от центра зоны обращения:

$$\left. \frac{du_p(t)}{dt} \right|_{t=n\frac{T_{\text{мод}}}{2}-0} = \left. \frac{du_p(t)}{dt} \right|_{t=n\frac{T_{\text{мод}}}{2}+0}, \quad n=0,1,2,\dots \quad (2)$$

Для симметричного треугольного закона модуляции

$$f_{\text{мод}}(t) = \begin{cases} F_0 + 2\Delta F(t - nT_{\text{мод}})/T_{\text{мод}} & \text{при } nT_{\text{мод}} \leq t \leq 0,5(2n+1)T_{\text{мод}}, \\ F_0 + 2\Delta F[(n+1)T_{\text{мод}} - t]/T_{\text{мод}} & \text{при } 0,5(2n+1)T_{\text{мод}} \leq t \leq (n+1)T_{\text{мод}}, \end{cases} \quad (3)$$

где $n=0,1,\dots$.

Подставляя в (3) любые два момента времени, соответствующие двум соседним зонам обращения (например, $n=0$ и 1), и учитывая факт смены знака производной от закона модуляции частоты $d\omega_{\text{мод}}(t)/dt$ в точках $nT_{\text{мод}}/2$, можем получить систему из двух уравнений относительно неизвестных величин ω_0 и $\Delta\omega$:

$$\begin{cases} \sin(\omega_0 t_3 + \varphi_{\text{ко}}) = -\sin(\omega_0 t_3 + \varphi_{\text{ко}}), \\ -\sin(\omega_0 t_3 + \Delta\omega t_3 + \varphi_{\text{ко}}) = \sin(\omega_0 t_3 + \Delta\omega t_3 + \varphi_{\text{ко}}). \end{cases} \quad (4)$$

Эта система уравнений совместима при выполнении следующих условий:

$$\begin{aligned} \omega_0 t_3 + \varphi_{\text{ко}} &= k\pi, \quad k=1,2,\dots, \\ (\omega_0 + \Delta\omega)t_3 + \varphi_{\text{ко}} &= m\pi, \quad m=1,2,\dots. \end{aligned} \quad (5)$$

Здесь k и m соответствуют набегу фазы на нижней и верхней частотах диапазона перестройки частоты при неизменной дальности.

Заметим, что отсутствие скачков фазы при изменении знака производной $\omega_{\text{мод}}(t)$ на границах полупериодов модуляции соответствует наличию экстремумов СРЧ в этих точках. Следовательно, в полупериоде модуляции должно укладываться целое число N полупериодов СРЧ, т.е. $m-k=N$.

При изменении дальности R условия (5) можно выполнить только, изменяя соответствующим образом несущую частоту ω_0 и девиацию частоты $\Delta\omega$:

$$\omega_0 = ck(\pi - \varphi_{\text{ко}})/(2R), \quad \Delta\omega = cN\pi/(2R). \quad (6)$$

Учитывая, что рассматривается случай ближней радиолокации при измерении малых и сверхмалых расстояний, когда $t_3 \ll T_{\text{мод}}$, можно добиться приближенного выполнения условия (2) на ос-

нове анализа вектора параметров СРЧ [72], в частности, управляя моментом окончания текущего полупериода модуляции таким образом, чтобы он совпал с одним из экстремумов СРЧ [73]. В связи с тем, что экстремумов СРЧ на полупериоде модуляции может быть много, необходимо наложить дополнительные ограничения, например, на минимальную величину девиации частоты ΔF_{\min} передатчика. Для ограничения девиации частоты можно контролировать граничные частоты при минимально допустимой девиации частоты $f(t)$ зондирующего сигнала с помощью эталонных частот $\omega_{\text{зн}} = 2\pi F_{\text{зн}}$ и $\omega_{\text{зв}} = 2\pi F_{\text{зв}}$, задаваемых каким-либо простым способом. Например, с помощью диэлектрических резонаторов [57]. При этом $\Delta F_{\min} = F_{\text{зв}} - F_{\text{зн}}$. Прерывать полупериод модуляции можно только в момент появления экстремума СРЧ после достижения частотой зондирующего сигнала одного из указанных значений [74]. Логическая функция $V_y(t)$ управления напряжением модуляции имеет вид

$$V_y(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } (j-1)NT_r \leq t \leq 0,5(2j-1)NT_r \text{ и } f(t) \leq F_{\text{зв}}, \\ 1 & \text{при } 0,5(2j-1)NT_r \leq t \leq jNT_r \text{ и } f(t) \geq F_{\text{зн}}, \end{cases} \quad (7)$$

где $j=1,2,3,\dots$ – номер текущего периода модуляции; T_r – период СРЧ.

В результате выполнения указанной процедуры управления напряжением модуляции в СРЧ исчезнут скачки фазы, и он примет вид непрерывной синусоиды. Этот процесс можно назвать «сшиванием» фазы СРЧ.

Зависимость изменения фазы СРЧ, график СРЧ в режиме «сшивания» фазы и логическая функция V_y управления напряжением модуляции при ограничении диапазона перестройки частоты передатчика показаны на рис. 1, а, б и в соответственно.

Из данных рис. 1, а для переменных k и m в (5) и (6) можно получить

$$k = \text{Int}(2R/\lambda_{\text{зн}}); \quad m = \text{Int}(2R/\lambda_{\text{зв}}) + 1, \quad (8)$$

где $\lambda_{\text{зн}}$ и $\lambda_{\text{зв}}$ – длина волны несущего колебания соответствующая $F_{\text{зн}}$ и $F_{\text{зв}}$.

В режиме «сшивания» фазы СРЧ период модуляции $T_{\text{мод}}$ и девиация частоты $\Delta\omega$ перестают быть постоянными величинами и зависят от изме-

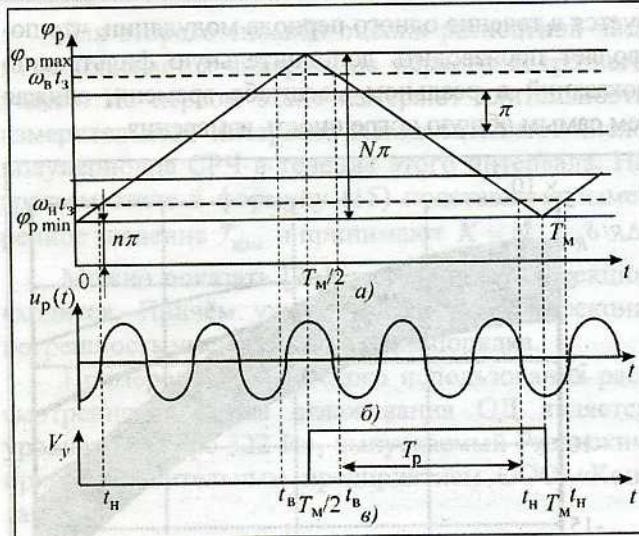


Рис. 1. Фаза СРЧ, СРЧ и функция управления при ограничении девиации частоты

ляемого расстояния. Эти параметры входят в расчётную формулу (1) для расстояния. Плавное уменьшение расстояния приводит к периодическому плавному увеличению T_{mod} от минимального значения $2T_{\min}$ до максимального ($2T_{\min} + T_r$) [73 – 76]. Соответственно увеличивается и девиация частоты передатчика. Затем при расстоянии, где длительность полупериода модуляции достигнет максимального значения, происходит скачкообразное возвращение периода модуляции к своему минимальному значению из-за перехода точки «сшивания» фазы на соседний экстремум СРЧ, вышедший из временного интервала T_{\min} . Так же скачком уменьшается и девиация частоты.

Плавное увеличение расстояния порождает обратный процесс.

Если модуляция осуществляется так, что обеспечивается линейное изменение частоты зондирующего сигнала, то указанные вариации периода модуляции и диапазона перестройки частоты не сказываются на результатах расчёта. В формулу (1) они входят в виде отношения, представляющего собой крутизну перестройки частоты передатчика. При нелинейной МХ передатчика необходимо стабилизировать среднюю крутизну изменения его частоты [72].

Обеспечить стабильность средней крутизны изменения частоты зондирующего сигнала на интервале между эталонными частотами можно, регулируя интервал времени T_p между моментами t_H и t_B , соответствующими совпадению текущей

частоты передатчика $f(t)$ с F_h и F_b . При этом производится дискретное регулирование, так как измерение длительности T_p выполняется в течение одного полупериода модуляции, а сравнение её с эталонным значением T_3 и соответствующее изменение амплитуды модулирующего напряжения – в конце этого измерительного полупериода. Полученное значение амплитуды остаётся постоянным в течение всего следующего периода до выполнения очередной коррекции. Аналитически это можно записать так:

$$U_{\text{mod}}^j = U_{\text{mod}}^{j-1} \left[1 + K_a (T_p^{j-1} - T_3) \right]. \quad (9)$$

Здесь индекс j соответствует номеру текущего периода; K_a – коэффициент, определяющий чувствительность амплитуды модулирующего напряжения к отклонению длительности рабочего интервала времени от заданного значения.

Расчёт расстояния при этом выполняется по формуле

$$R = cN_{\text{пер}} / (2K_{f_3} T_{\text{изм}}) = \delta_{R_3} 2T_3 N_{\text{пер}} / T_{\text{изм}}, \quad (10)$$

где $K_{f_3} = \Delta F_{\min} / T_3$; $N_{\text{пер}}$ – число периодов СРЧ, подсчитанное в течение интервала $T_{\text{изм}}$; $\delta_{R_3} = c / (4\Delta F_{\min})$ – величина ОД, соответствующая минимальному значению девиации частоты.

3.2. Методическая погрешность

Методическая погрешность, присущая методу при идеальных условиях, в данном случае порождена двумя причинами: дискретностью счёта числа периодов СРЧ и затягиванием периода сигнала $u_p(t)$ в каждой точке «сшивания» фазы. Результат их воздействия на методическую погрешность зависит от способа измерения разностной частоты [76]. В данном случае возможно использование двух способов, отличающихся выбором длительности интервала времени, в течение которого производится подсчёт периодов СРЧ:

- подсчёт числа периодов СРЧ за некоторый фиксированный интервал времени;
- подсчёт числа периодов СРЧ за интервал времени, кратный периоду модуляции (в частном случае – за один полупериод модуляции).

В первом случае зависимость методической погрешности, нормированной к ОД, от нормированного расстояния имеет вид

$$\Delta R/\delta_{R_3} = \frac{\text{Int}\left\{N_{\text{изм}} / \left[1/x + x / (2\Delta F_{\min} T_3 N_{\text{mod}})\right] + 0,5\right\}}{N_{\text{изм}}} - x, \quad (11)$$

где $x = R/\delta_R$ – нормированная дальность; $N_{T_{\text{mod}}}$ – число подсчитанных периодов СРЧ в одном периоде модуляции; $N_{\text{изм}} = T_{\text{изм}}/(2T_3)$ – число обрабатываемых периодов модуляции.

Итак, погрешность имеет дискретный характер и сложным образом зависит от числа обрабатываемых периодов $N_{\text{изм}}$, от произведения $2\Delta F_{\min} T_3$ и от абсолютной величины девиации частоты, оказывающей влияние на $N_{T_{\text{mod}}}$ и δ_{R_3} .

Во втором случае алгоритм измерения частоты учитывает факт «сшивания» фазы СРЧ, когда в течение полупериода модуляции между моментами «сшивания» укладывается целое число полупериодов разностной частоты. При этом для ее оценки достаточно найти длительность измерительного интервала времени и подсчитать число нулей СРЧ в этом интервале.

Погрешность измерения складывается из двух составляющих. Одна вызвана дискретностью счёта при измерении длительности измерительного интервала и вторая – затягиванием периода СРЧ.

Относительное СКО методической погрешности измерения расстояния, вызванное дискретностью счёта:

$$\sigma_{R_{\text{сч}}}/\delta_{R_3} = x T_{\text{сч}} / (N_{\text{mod}} T_{\text{mod}} 2\sqrt{3}). \quad (12)$$

Составляющая методической погрешности измерения, вызванная затягиванием периода СРЧ, после преобразований может быть приведена к виду

$$\Delta R/\delta_{R_3} = -(x)^2 / (\Delta F_{\min} T_{\text{mod}}). \quad (13)$$

Сравнение двух рассмотренных вариантов показано на рис. 2, где серым тоном показана зависимость (11), занимающая целую зону вследствие дискретности счёта, и нанесены линии, соответствующие относительному математическому ожиданию (13) погрешности при аналогичных условиях (сплошная линия) и зона трёх СКО (12) (пунктирные линии) для способа оценки частоты СРЧ по одному полупериоду модуляции. Эти графики соответствуют $2\Delta F_{\min} T_3 = 5000000$ и $N_{\text{сч}} = 40000$. Ширина зоны трёх СКО легко сжимается путём увеличения $N_{\text{сч}}$ и N_{mod} . При этом результат измерения форми-

руется в течение одного периода модуляции, что позволяет производить дополнительную фильтрацию показаний в реальном масштабе времени, снижая тем самым общую погрешность измерения.

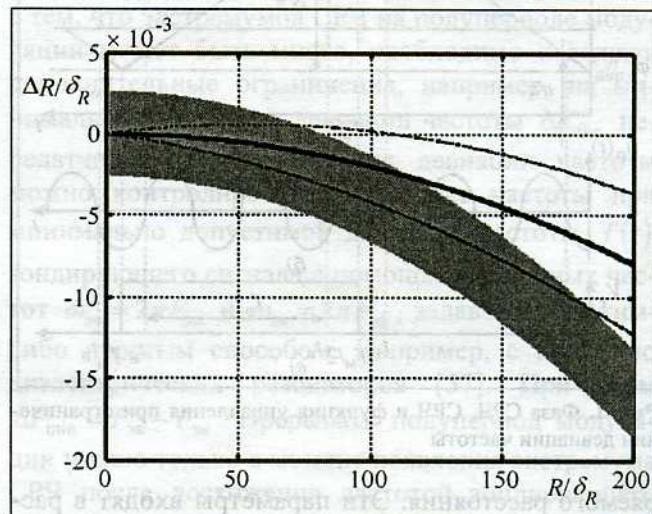


Рис. 2. Сравнение методических погрешностей измерения расстояния с помощью двух способов оценки частоты СРЧ

3.3. Процедура коррекции

Учитывая систематический характер погрешности измерения, вызванной затягиванием периода СРЧ, можно выполнить коррекцию результата расчёта расстояния. Для первого способа оценки разностной частоты коррекция предусматривает выполнение следующих этапов:

1) подсчитывают число периодов СРЧ $N_{\text{пер}}$ и число периодов модуляции $K = \text{Int}(T_{\text{изм}}/T_{\text{mod}})$ в течение измерительного интервала времени $T_{\text{изм}}$;

2) по результатам измерения числа периодов СРЧ в течение интервала измерения рассчитывают расстояния по формуле (10);

3) производят оценку времени задержки:

$$\hat{t}_3 = 2\hat{R}/c; \quad (14)$$

4) вычисляют новое значение расстояния с учетом этой оценки и числа периодов модуляции:

$$\hat{R}' = cN_{\text{пер}} / [2K f_3 (T_{\text{изм}} - 2\hat{t}_3 K)]; \quad (15)$$

5) п. 3 и 4 повторяют до тех пор, пока не будет достигнута требуемая точность расчёта.

Признаком остановки этого процесса может быть снижение разности между вновь рассчитанным результатом и предыдущим результатом ниже заданного уровня. Коррекция производится расчётным путём по одному измерению СРЧ.

Для второго способа оценки разностной частоты изменяется содержание первого и третьего этапов. На первом этапе измеряют длительность измерительного интервала и подсчитывают число полупериодов СРЧ в течение этого интервала. На третьем этапе в формулу (15) подставляют измеренное значение $T_{\text{изм}}$ и принимают $K = N_{\text{мод}}$.

Можно показать [76], что процесс коррекции сходится. Причём уже после первой коррекции погрешность уменьшается на три порядка.

Примером практического использования рассмотренного метода сглаживания ОД является уровнемер «Барс 322 И», выпускавшийся Рязанским приборостроительным предприятием ООО «Контакт 1».

4. Приборы средней точности

В основе работы таких приборов также часто используется обработка нулей СРЧ. При этом достаточно обеспечить высокую линейность изменения частотной модуляции и использовать рассмотренный выше МСОД. Однако более надёжным является другой метод, в котором оценка разностной частоты производится с помощью весового усреднения, впервые предложенного в [20, 22]. При этом также требуется высокая линейность ЧМ. Общая идея метода заключается в накоплении весовых коэффициентов, приписываемых каждой характерной точке СРЧ. В качестве характерных точек чаще всего выбирают нули СРЧ. Причём разным нулям при обработке сигнала приписываются разные веса. Так, нулям, расположенным внутри интервала анализа в непосредственной близости к границам, приписываются весовые коэффициенты, близкие к нулю. По мере удаления нулей от границ интервала анализа происходит нарастание значения весового коэффициента. В этом случае при изменении дальности вновь появившийся в интервале анализа нуль (или исчезнувший из интервала анализа) не приводит к дискретному изменению накопленного результата на единицу. Плавное удаление нулей от границ интервала анализа приводит к плавному изменению результата измерения. В [29] кроме изложения общей идеи метода проведён простой теоретический анализ, позволивший показать перспективность и эффективность метода. Представляют интерес вопросы о потенциальных возможностях метода, рациональном выборе весовой функции и оптимизации её параметров, влиянии аддитивного шума, обеспечении заданного диапазона перестройки частоты

передатчика, так как этот метод является очень перспективным для применения в простых дальномерах, но с высокими показателями по точности измерения.

4.1. Основы предлагаемого метода

Рассматриваемый метод заключается в весовой оценке частоты разностного сигнала, пропорциональной измеряемому расстоянию [29, 77]:

$$S = 2 \int_0^{T_a} \alpha(t) F_{\text{срч}}(t) dt, \quad (16)$$

где T_a – интервал анализа частоты; $\alpha(t) \geq 0$ – весовая функция (ВФ), удовлетворяющая условию нормировки:

$$\int_0^{T_a} \alpha(t) dt / T_a = 1. \quad (17)$$

Для обычно используемой симметричной треугольной формы функции модуляции с периодом $T_{\text{мод}}$ выбирают $T_a = T_{\text{мод}}/2$ и ВФ имеет период $T_{\text{мод}}/2$. Дальнейший анализ проведём именно для этого варианта. Подставляя эти параметры в (16) и принимая во внимание условие нормировки, получаем

$$S = 4t_3 \Delta F \int_0^{T_{\text{мод}}/2} \alpha(t) dt / T_{\text{мод}} = 2t_3 \Delta F. \quad (18)$$

Отсюда измеряемое расстояние определяется соотношением

$$R = \delta_R S. \quad (19)$$

При практической реализации весового метода оценка величины \hat{S} , необходимая для расчёта расстояния по выражению (19), находится приблизённо путём численного вычисления интеграла (16) по формуле прямоугольников [78]:

$$\hat{S} = \sum_{i=1}^N \alpha(t_i) F_r(t_i) \Delta_i, \quad (20)$$

где t_i – узлы интерполяции; N – число узлов интерполяции; Δ_i – шаг интерполяции.

Если шаг интерполяции в (20) принять равным половине мгновенного значения периода СРЧ: $\Delta_i = 0,5T_{ri}(t_i) = 1/[2F_r(t_i)]$, т.е. в качестве точек интерполяции выбрать физически существующие нули СРЧ, то получим расчётное соотношение

$$\hat{S} = \sum_{i=1}^N \alpha(t_i), \quad (21)$$

где t_i – положение i -го нуля СРЧ; N – число нулей СРЧ на половине периода модуляции.

Указанная процедура иллюстрируется рис. 3, где показаны графики изменения фазы СРЧ (рис. 3, а), самого СРЧ (рис. 3, б) и ВФ $\alpha(t)$ (рис. 3, в).

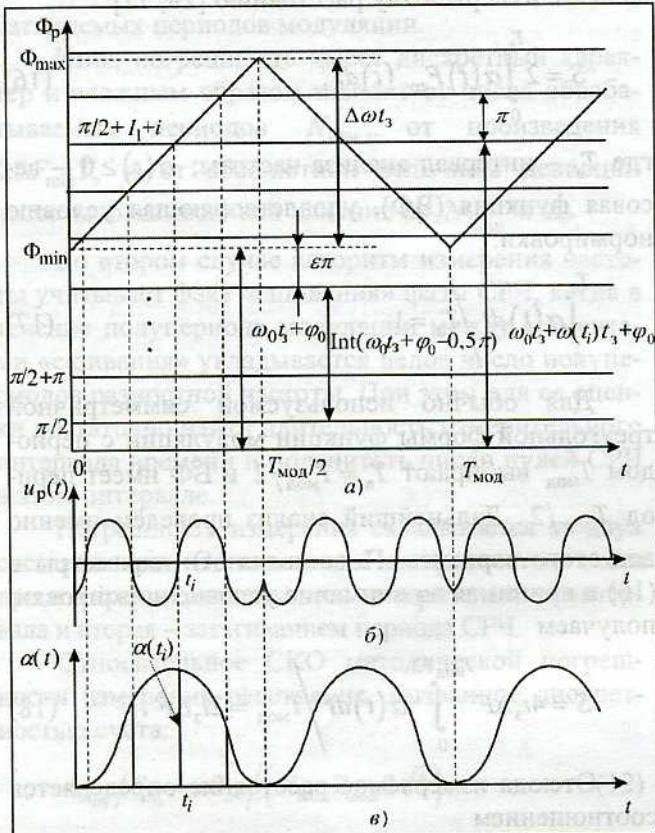


Рис. 3. Иллюстрация метода весового усреднения разностной частоты

Конкретное положение нулей t_i и их количество задаются уравнением (рис. 3, а)

$$\omega_0 t_3 + \omega(t_i) t_3 + \varphi_0 = 0,5\pi + \pi(i + I_1), \quad (22)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$; $\omega(t) = 2\pi f(t)$ – закон ЧМ; f_0 – несущая частота ЧМ-сигнала; $I_1 = \text{Int}(2f_0 t_3 - 0,5)$; $i = 1, 2, \dots, N$.

Выражение (21) допускает достаточно простую реализацию метода весового сглаживания. При этом необходимо учитывать следующие факторы:

- вычисление расстояния по формуле (19) возможно только при точном знании девиации частоты СВЧ-генератора;
- для точного определения положения нулей СРЧ, используемых в формуле (21), необходимо

выполнять хорошую предварительную фильтрацию сигнала, что возможно только при отсутствии скачков фазы.

Эти соображения приводят к необходимости использования рассмотренных выше дополнительных операций, связанных с контролем граничных частот интервала анализа и обеспечением непрерывности фазы СРЧ («сшивание» фазы).

4.2. Методическая погрешность

При вычислении методической погрешности рассмотрим семейство ВФ, допускающих их представление в виде тригонометрического ряда Фурье:

$$\alpha(t) = K_B \sum_{m=0}^K A_m \cos(4\pi m t / T_{\text{mod}}), \quad (23)$$

$$\text{где } A_m = 2 \int_0^{T_{\text{mod}}/2} \alpha(t) \cos(4\pi m t / T_{\text{mod}}) dt / T_{\text{mod}}; m = 0, 1, 2, \dots, K;$$

$K_B = 1/A_0$ – нормирующий множитель.

Для выполнения условия равенства нулю значений ВФ на границах интервала анализа необходима нормировка коэффициентов в формуле (23):

$$\sum_{m=0}^K A_m = 0. \quad (24)$$

Подставим (23) в (21), тогда

$$\hat{S} = K_B \sum_{m=0}^K A_m \sum_{i=1}^N \cos(4\pi m t_i / T_{\text{mod}}). \quad (25)$$

После ряда преобразований и введения некоторых обозначений [79, 80] можем получить выражение для оценки \hat{S} :

$$\hat{S} = \begin{cases} M - K_B \sum_{m=1}^K A_m G_1[m\eta] & \text{при } 1 - \varepsilon \geq \chi, \\ 1 + M + K_B \sum_{m=1}^K A_m G_2[m\eta] & \text{при } 1 - \varepsilon < \chi, \end{cases} \quad (26)$$

$$\text{где } G_1[z] = G_1[z, \chi, \varepsilon] = \frac{\cos[\pi z(1 - 2\varepsilon - \chi)] \sin(\pi z\chi)}{\sin(\pi z)},$$

$$G_2[z] = G_2[z, \chi, \varepsilon] = \frac{\cos[\pi z(2 - 2\varepsilon - \chi)] \sin[\pi z(1 - \chi)]}{\sin(\pi z)},$$

$\varepsilon = \rho - \text{Int}(\rho)$; $\rho = [4f_0 R/c - 0,5]$ – уменьшенное на 0,5 число четвертей длин волн несущего колебания с частотой f_0 , укладывающихся в измеряемом расстоянии; $1/\eta = R/\delta_R = x_r = M + \chi$ – измеряемое расстояние, нормированное к величине дискретной ошибки; $M = \text{Int}(R/\delta_R)$ и $\chi = R/\delta_R - M$ – со-

ответственно целая и дробная части числа дискретных ошибок, укладывающихся в измеряемом расстоянии.

В формуле (26) функции $G_1[*]$ и $G_2[*]$ являются функциями трёх аргументов. Однако во многих случаях определяющей является только зависимость от первого из них. Поэтому для сокращения записи формул остальные два аргумента в дальнейшем будут учитываться в явной форме только тогда, когда это необходимо для конкретной ситуации.

Учитывая, что точное значение $\hat{S} = x_r = R/\delta_R = M + \chi$, получим выражение для ошибки Δ_S , т.е. нормированной погрешности измерения расстояния:

$$\Delta_S = \begin{cases} -\chi - K_B \sum_{m=1}^K A_m G_1[m\eta] & \text{при } 1-\varepsilon \geq \chi, \\ 1-\chi + K_B \sum_{m=1}^K A_m G_2[m\eta] & \text{при } 1-\varepsilon < \chi. \end{cases} \quad (27)$$

Эти формулы позволяют вычислять методическую ошибку измерения расстояния при использовании ВФ произвольного вида (23).

4.3. Примеры

Рассмотрим некоторые ВФ, используемые при спектральном анализе, например, семейство функций [82]

$$\alpha(t) = K_B \left[1 - \cos(4\pi t/T_m) \right]^n. \quad (28)$$

где $K_B = 2^n / C_{2n}^n$ – нормирующий коэффициент; $n = 1, 2, \dots$.

В [29] рассмотрена подобная ВФ для случая $n=1$ и приведена точная зависимость ошибки измерения от измеряемого расстояния. Получим аналогичные соотношения для оценки ошибки измерения при произвольном значении n .

Используя известные тригонометрические соотношения, приводим (28) к виду (23):

$$\Delta_{S_n} = \begin{cases} -\chi - \frac{2(-1)^n \sum_{j=0}^{n-1} (-1)^j C_{2n}^j G_1[(n-j)\eta]}{C_{2n}^n} & \text{при } 1-\varepsilon \geq \chi, \\ 1-\chi + \frac{2(-1)^n \sum_{j=0}^{n-1} (-1)^j C_{2n}^j G_2[(n-j)\eta]}{C_{2n}^n} & \text{при } 1-\varepsilon < \chi. \end{cases} \quad (29)$$

где индекс n в обозначении ошибки Δ_{S_n} соответствует показателю степени в формуле (23). (28)

Сравним результаты, получаемые по выражению (29), с имеющимися в литературе формулами [29] для $n=1$ и численными оценками [81].

Подставив в (29) значение $n=1$ соответственно получим

$$\Delta_{S1} = \begin{cases} -\chi + G_1(\eta) & \text{при } 1-\varepsilon \geq \chi, \\ 1-\chi - G_2(\eta) & \text{при } 1-\varepsilon < \chi, \end{cases} \quad (30)$$

что совпадает с приведённой в [29] формулой.

При $n=2$ и $n=4$ соответственно имеем

$$\Delta_{S2} = \begin{cases} -\chi + \frac{4}{3} G_1(\eta) - \frac{1}{3} G_1(2\eta) & \text{при } 1-\varepsilon \geq \chi, \\ 1-\chi - \frac{4}{3} G_2(\eta) + \frac{1}{3} G_2(2\eta) & \text{при } 1-\varepsilon < \chi, \end{cases} \quad (31)$$

$$\Delta_{S4} = \begin{cases} -\chi + \frac{8}{5} G_1(\eta) - \frac{4}{5} G_1(2\eta) + \frac{8}{35} G_1(3\eta) - \\ \quad - \frac{1}{35} G_1(4\eta) & \text{при } 1-\varepsilon \geq \chi, \\ 1-\chi - \frac{8}{5} G_2(\eta) + \frac{4}{5} G_2(2\eta) - \frac{8}{35} G_2(3\eta) + \\ \quad + \frac{1}{35} G_2(4\eta) & \text{при } 1-\varepsilon < \chi. \end{cases} \quad (32)$$

4.4. Количественные результаты

Произведём количественную оценку указанных погрешностей при разных расстояниях.

Анализ формул и графиков, аналогичных приведённому на рис. 4, показывает, что для рассмотренных ВФ погрешность является периодической затухающей функцией расстояния. Причём на малых расстояниях наблюдается монотонное спадание общего уровня погрешности при увеличении расстояния. Точно нулевые значения ошибки наблюдаются на таких дальностях, когда нули СРЧ, являющиеся точками интерполяции, расположены симметрично относительно центра интервала анализа. В этом положении погрешность численного вычисления интеграла (44) на левом склоне ВФ равна по величине и противоположна по знаку аналогичной погрешности, возникающей на правом склоне, и происходит их взаимная компенсация. (16)

При увеличении расстояния на графиках появляется периодическая огибающая. В точках минимума огибающей положение точек интерполяции симметрично относительно центра интервала

анализа, и крайние точки совпадают с границами интервала. При переходе через каждую такую точку дальности происходит увеличение числа нулей СРЧ на единицу, т.е. происходит увеличение числа точек интерполяции при численном вычислении интеграла (16).

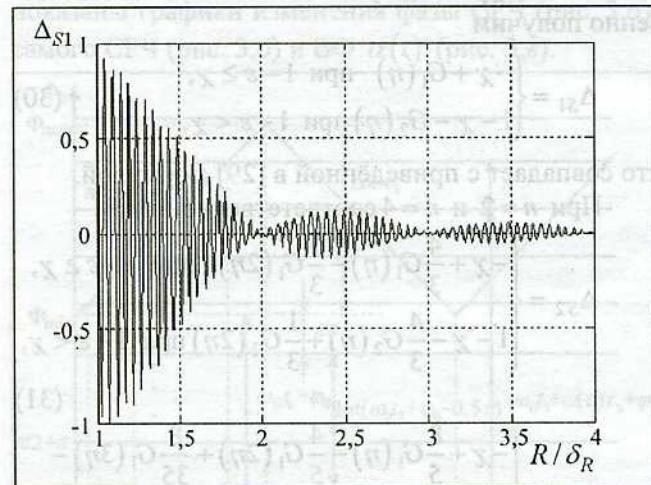


Рис. 4. Зависимость относительной погрешности измерения от нормированного расстояния

Для сравнительного анализа различных ВФ графики зависимостей погрешности измерения от расстояния в виде, показанном на рис. 4, неудобны. Целесообразно использовать некоторую усреднённую величину, равную среднему квадрату ошибки (СКО), вычисленному на интервале дальности, равном ОД. Применительно к данному случаю можно записать

$$\overline{\Delta_S^2(M)} = \sum_{k=1}^L \Delta_S^2(r_{M,k}) / L \quad (33)$$

где $L = \delta_r / \Delta$; Δ – шаг по дальности в пределах одного дискретного участка дальности (ДУД) $[M\delta_r, (M+1)\delta_r]$; $r_{M,k} = M\delta_r + (k-1)\Delta$ – k -й отсчёт дальности в пределах данного M -го дискретного участка.

На рис. 5 приведены графики погрешности, рассчитанные по выражению (33) с использованием формул (30) – (32). Расчёты производились в среде программирования MATLAB 6.5.

Общий вид графиков и количественные соотношения между методическими погрешностями, соответствующими разным ВФ, сильно зависят от вида функции и расстояния. Наблюдается плавное снижение общего уровня ошибки при увеличении расстояния R . На малом расстоянии величины ошибок, соответствующих ВФ с большим значе-

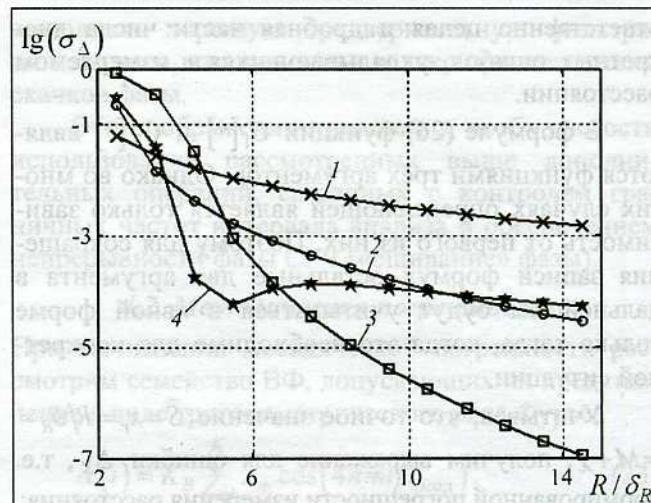


Рис.5. Зависимость нормированного СКО от относительной дальности: 1 – $n=1$; 2 – $n=2$; 3 – $n=4$; 4 – БХ

нием n превосходят ошибки, полученные при малых значениях n . При увеличении расстояния картина меняется. Погрешность, соответствующая более сложной ВФ, сильнее изменяется при изменении расстояния и уже при расстоянии, равном 4,5 дискретным ошибкам, эти погрешности сравниваются.

Представляет интерес ещё одна ВФ, приведённая в [82]. Это окно Блэкмана – Хэрриса с уровнем боковых лепестков спектра – 92 дБ. На рис. 5 график для последнего варианта обозначен как БХ. Такие ВФ имеют преимущество перед функциями (26) на малых расстояниях и обеспечивают вполне приемлемое подавление дискретной ошибки на больших расстояниях.

Можно получить более простые приближённые формулы для погрешности измерения, если учесть, что при увеличении измеряемого расстояния аргумент тригонометрических функций, входящих в соотношения для $G_1(z)$ и $G_2(z)$ в формулках (26), (30) – (32), стремится к нулю.

Опуская промежуточные результаты, можно записать в общем случае модуль максимальной погрешности:

$$|\Delta_{S_n}|_{\max} = \frac{[2n\pi/(M+\chi)]^{2n} \sum_{p=1}^n A_p 2^n}{(2n+1)^{2n+1} (2n)!}. \quad (34)$$

Количественные оценки, выполненные для рассмотренных выше ВФ, показывают, что на расстояниях, превышающих 5 – 8 ОД, расчёты по формуле (34) хорошо совпадают с точными

значениями, полученными по формуле (33) с учётом (30) – (32).

4.5. Параметрическая оптимизация весовой функции

Выражение (23) позволяет сформулировать задачу параметрической оптимизации ВФ $\alpha(t)$ [83, 84], заключающуюся в подборе коэффициентов A_m с целью минимизации методической погрешности измерения. Зависимость СКО погрешности измерения (33) от расстояния является сложной функцией, быстро уменьшающейся с увеличением расстояния. Задача оптимизации требует задания целевой функции. Используем в качестве целевой функции средний квадрат ошибки в пределах каждого ДУД (33). Теперь для оптимизации коэффициентов A_m можем получить систему линейных уравнений:

$$\frac{d\Delta_s^2(M)}{dA_m} = 0, \quad m = 1, 2, \dots, K. \quad (35)$$

Подстановкой в (35) выражения (27) система уравнений относительно неизвестных значений коэффициентов A_m приводится к стандартному виду:

$$\sum_{m=1}^K \bar{A}_m d_{i,m}(M) = D_i(M), \quad i = 1, 2, \dots, K, \quad (36)$$

где $\bar{A}_m = K_B A_m$ – нормированные значения коэффициентов ряда Фурье для ВФ;

$$d_{i,m}(M) = \frac{1}{\delta_r} \sum_{k=1}^L F_1(i, m, r_{M,k}); \quad D_i(M) = \frac{1}{\delta_r} \sum_{k=1}^L F_2(i, r_{M,k});$$

Оптимальные коэффициенты весовых функций

K	A	R/δ_R					
		2,5	4,5	6,5	8,5	10,5	12,5
1	A_1	-0,88	-0,966	-0,984	-0,991	-0,994	-0,996
	A_2	-0,957	-1,257	-1,298	-1,313	-1,32	-1,324
2	A_1	0,0365	0,259	0,298	0,313	0,32	0,324
	A_2	-0,966	-1,356	-1,441	-1,468	-1,481	-1,487
	A_3	0,0325	0,3885	0,509	0,551	0,569	0,579
3	A_1	-0,012	-0,032	-0,068	-0,082	-0,089	-0,092
	A_2	-0,94	-1,366	-1,514	-1,55	-1,568	-1,577
	A_3	0,0298	0,402	0,636	0,7	0,736	0,755
	A_4	-0,009	-0,036	-0,132	-0,169	-0,189	-0,2
4	A_1	-0,007	0,00008	0,0096	0,0163	0,0201	0,0225
	A_2	0,585	0,585	0,585	0,585	0,585	0,585
5	A_1	0,024	0,024	0,024	0,024	0,024	0,024
	A_2	0,024	0,024	0,024	0,024	0,024	0,024

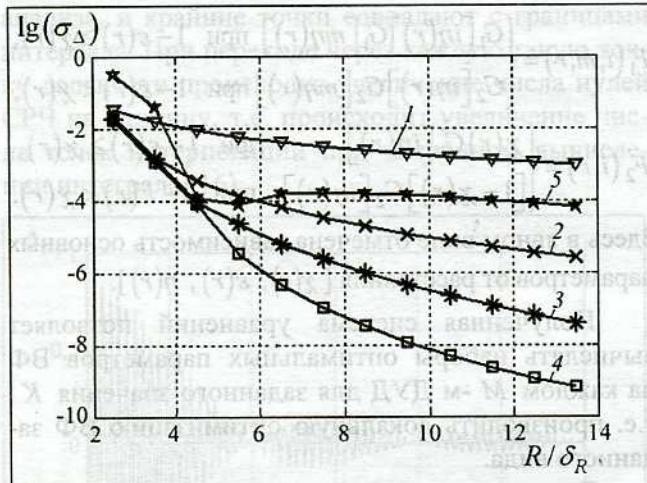


Рис. 6. Зависимость нормированного СКО от относительной дальности для оптимальных коэффициентов: 1 – $n=1$; 2 – $n=2$; 3 – $n=3$; 4 – $n=4$; 5 – БХ 92 дБ

Для сравнения на рис. 6 приведён график, соответствующий ВФ Блэкмана–Хэрриса (ВН 92 дБ). Можно заметить, что он в одной точке касается графика, соответствующего $n=3$, т.е. это окно является оптимальным для одного фиксированного расстояния. При других расстояниях ошибка, достигаемая с помощью окна Блэкмана–Хэрриса, превышает значения, достигаемые при оптимальных значениях параметров. Причём при меньших расстояниях ошибка резко возрастает, а при больших – сначала плавно увеличивается и затем остаётся почти неизменной.

Для практического использования наборы оптимальных коэффициентов, рассчитанные заранее для каждого ДУД, должны храниться в памяти вычислительного устройства ЧД и выбираться по мере изменения измеряемого расстояния. При первом измерении после включения дальномера целесообразно использовать наборы коэффициентов, соответствующие наименьшей дальности, при которой ошибка не превышает некоторого допустимого предела. В этом случае погрешность измерения на всех остальных дальностях будет достаточной для определения номера текущего ДУД.

В большинстве случаев можно ограничиться небольшим набором оптимальных коэффициентов для малых расстояний (до $M \leq 7$). На остальных расстояниях из всех учтённых в этом наборе достаточно использовать коэффициенты, соответствующие максимальному расстоянию. Методическая погрешность измерения на больших расстояниях при этом остаётся примерно постоянной.

Рассмотренный метод обработки СРЧ используется в уровнях «Барс-332 И», выпуск-

емых Рязанским приборостроительным предприятием ООО «Контакт 1».

5. Приборы высокой точности

5.1. Метод ступенчатой частотной модуляции

Анализ литературных источников [25, 45, 51, 59, 60] и собственные исследования авторов [86 – 90] показывают, что наилучших результатов позволяет добиться использование обработки СРЧ в спектральной области на основе дискретного преобразования Фурье при линейной ЧМ. Фактически в условиях ближней частотной радиолокации – это задача оценки частоты моногармонического сигнала по короткой выборке [91]. Под истинным значением частоты понимают частоту непрерывной гармоники, из которой «вырезана» эта выборка с помощью некоторой ВФ [82, 92]. Обработка подвергаются взвешенные отсчёты СРЧ, полученные всегда в одних и тех же точках оси времени внутри каждого периода повторения закона ЧМ на восходящей или нисходящей ветви с шагом T_d . Причём для оценки разностной частоты в наилучшей степени подходит оценка на основе максимума спектра.

Для реализации этого метода не требуется непрерывное плавное изменение частоты излучаемого сигнала. Достаточно производить излучение сигнала при нескольких заранее фиксированных значениях частоты. Однако требование линейности изменения частоты обязательно. В итоге приходят к так называемому методу ступенчатой частотной модуляции непрерывного сигнала (зарубежная абревиатура FSCW) [41, 43, 51 – 54, 59, 61]:

$$\omega_{\text{мод}}(t) = \delta_\omega \sum_{k=1}^K 1(t - kT_d), \quad (37)$$

где $1(t)$ – единичная ступенчатая функция; δ_ω – минимальный шаг частотной перестройки. Очевидно, что при этом девиация частоты

$$\Delta\omega = K\delta_\omega. \quad (38)$$

Такой режим работы частотного дальномера хорошо согласуется с особенностями цифровых синтезаторов частоты [93, 94], позволяющих получить ступенчатое изменение частоты с постоянным шагом δ_ω . При этом можно ставить вопрос об оптимизации параметров ЧМ для достижения минимальной погрешности измерения. Очевидно, что в процессе измерений можно изменять несущую частоту F_0 и величину девиации частот ΔF .

при сохранении линейного характера перестройки частоты. Это известные методы [27, 32, 95], которые могут получить развитие в данном случае.

Использование взвешивающего окна при вычислении спектра предполагает ответ на вопрос о наилучших параметрах окна.

5.2. Погрешность оценки расстояния по положению максимума СП СРЧ

Для оценки методической погрешности измерения расстояния наиболее естественно использовать оценку разностной частоты $\hat{\Omega}_R = 2\pi \hat{F}_R$ по положению максимума спектра СРЧ. Стого аналитического решения этой задачи в литературе нет. Оценки, полученные путём численного моделирования на ЭВМ, показывают, что положение максимума модуля спектральной плотности (СП) в общем случае не совпадает с частотой сигнала биений [45, 91].

Для нахождения оценки разностной частоты $\hat{\Omega}_R$ необходимо решить уравнение

$$d|S(j\Omega)|^2/d\Omega = 0, \quad (39)$$

где $S(j\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t) u_p(t) \exp(-j\Omega t) dt$ – СП взвешенной выборки СРЧ $u_p(t) = A_p \cos(\Phi + \Omega_R t)$, полученного на симметричном временном интервале $[-0,25T_{\text{мод}} \dots 0,25T_{\text{мод}}]$; $w(t)$ – ВФ, симметричная относительно середины выборки сигнала; A_p – амплитуда СРЧ; $\Phi = \omega_0 t_3 + \varphi_{\text{ко}}$.

Квадрат модуля СП $S(j\Omega)$ СРЧ определяется выражением

$$\begin{aligned} |S(j\Omega)|^2 &= \left| \exp(j\Phi) S_{\text{вф}}(\Omega_p) + \exp(-j\Phi) S_{\text{вф}}(\Omega_\Sigma) \right|^2 = \\ &= \left[S_{\text{вф}}(\Omega_p) \right]^2 + \left[S_{\text{вф}}(\Omega_\Sigma) \right]^2 + \\ &+ 2 \cos(2\Phi) \left[S_{\text{вф}}(\Omega_p) \right] \left[S_{\text{вф}}(\Omega_\Sigma) \right] = \left[S(\Omega) \right]^2, \end{aligned} \quad (40)$$

где $S_{\text{вф}}(\Omega)$ – спектр ВФ; $\Omega_p = \Omega - \Omega_R$; $\Omega_\Sigma = \Omega + \Omega_R$.

В [87] предложен оригинальный метод теоретической оценки положения максимума спектра. Показано, что существуют точки дальности, в которых отсутствует погрешность измерения частоты. В этих точках справедливо уравнение

$$dS_{\text{вф}}(x_\Sigma/2)/dx \Big|_{x_{\max}=x_R} = 0, \quad (41)$$

где $x_R = \Omega_R T_{\text{мод}}/(2\pi) = R/\delta_R$ – нормированное значение разностной частоты; $x = \Omega T_{\text{мод}}/2\pi$ – нормированное значение текущей частоты; $x_p = x - x_R$; $x_\Sigma = x + x_R$.

Совокупность решений, определяемых уравнением (41), соответствует последовательности значений частот и соответствующих этим частотам расстояний, в которых совпадают положения максимума основного лепестка спектра $S_{\text{вф}}(x_p/2)$ с положениями экстремумов боковых лепестков спектра $S_{\text{вф}}(x_\Sigma/2)$. Кроме того, существует вторая совокупность точных решений, соответствующая последовательности расстояний, близкой к периодической, с периодом, практически равным половине длины волны λ_0 несущего колебания, и неравными между собой соседними интервалами. Между этими точками график зависимости погрешности измерения от расстояния имеет локальный экстремум.

Пренебрегая слагаемыми второго порядка малости в области расстояний между точками, соответствующими точно измеряемым расстояниям, для нахождения приближённых решений в [87] получено уравнение

$$dS_{\text{вф}}(x_p/2)/dx + \cos(2\Phi) dS_{\text{вф}}(x_\Sigma/2)/dx = 0. \quad (42)$$

Используя разложение функций $S_{\text{вф}}(x_p/2)$ и $S_{\text{вф}}(x_\Sigma/2)$ в окрестности точки x_R в ряды Тейлора, ограничиваясь тремя слагаемыми и нормируя погрешность ΔR к величине ОД, после элементарных, но громоздких вычислений получим приближённое решение уравнения (42):

$$\Delta R/\delta_R = (x_{\max} - x_R) \approx \frac{-2 \cos(2\Phi) S'_{\text{вф}}(x_R)}{[S''_{\text{вф}}(0) + \cos(2\Phi) S''_{\text{вф}}(x_R)]}, \quad (43)$$

где x_{\max} – положение максимума СП СРЧ.

5.3. Количественные соотношения

Для получения конкретных количественных соотношений рассмотрим ВФ Дольфа–Чебышева (ДЧ) и Кайзера–Бесселя (КБ) [82]. Интерес к указанным ВФ обусловлен тем, что их форма, а значит и форма их СП (определенная видом основного и уровнем боковых лепестков), варьируются одним параметром, что позволяет достаточно легко связать их с методической погрешностью измерения расстояния.

Используя выражение для СП ВФ ДЧ, приведённое в [96], и для СП ВФ КБ из [82], полученное уравнение (42) и приближённое решение (43), запишем нормированную методическую погрешность измерения расстояния для указанных ВФ.

Для ВФ ДЧ после преобразований получим

$$\frac{\Delta R}{\delta_R} \approx \frac{1}{\pi Z^3 \operatorname{sh} L + L \cos(2\Phi)} \frac{-2bLZ^2 \cos(2\Phi) \operatorname{sh} Z}{[(b^2 + Z^2) \operatorname{sh} Z - b^2 Z \operatorname{ch} Z]}, \quad (44)$$

где $L = \ln(Q + \sqrt{Q^2 - 1})$; Q^{-1} – уровень боковых лепестков СП; $Z = \sqrt{L^2 - b^2}$; $b = \pi x_R$.

Из (41) получим выражение для расстояний с нулевой погрешностью:

$$x_{R_t} = R_t / \delta_R = \sqrt{N^2 + L^2 / \pi^2}, \quad (45)$$

где $N = 1, 2, 3, \dots$ – номер точки шкалы дальности с нулевой погрешностью.

Запишем выражение для огибающих быстрых осцилляций погрешности (44):

$$\left(\frac{\Delta R}{\delta_R} \right)_{\max} \approx \frac{1}{\pi Z^3 \operatorname{sh} L + (-1)^n L} \frac{(-1)^{n+1} 2bLZ^2 \operatorname{sh} Z}{[(b^2 + Z^2) \operatorname{sh} Z - b^2 Z \operatorname{ch} Z]}. \quad (46)$$

Отсюда огибающая медленных осцилляций

$$(\Delta R / \delta_R)_{\max \max} \approx \pm 2bL / (\pi \operatorname{sh} L \sqrt{b^2 - L^2}). \quad (47)$$

Зависимости (44), (46) и (47) показаны на рис. 7 соответственно тонкой сплошной, пунктирной и штрих-пунктирной линиями.

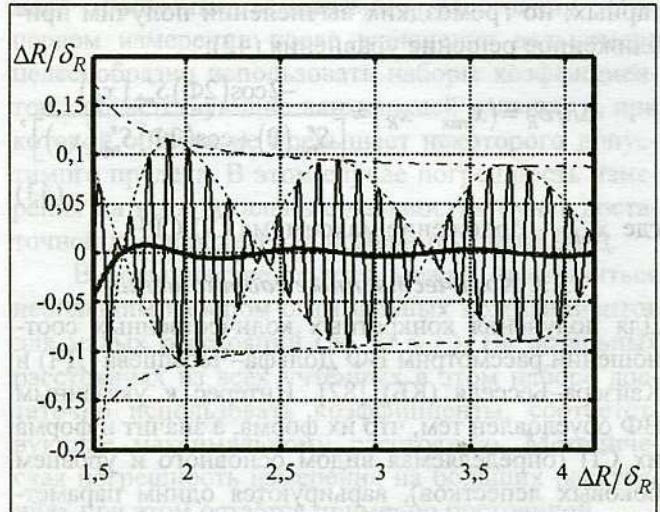


Рис. 7. Зависимость нормированной погрешности измерения от относительного расстояния для ВФ ДЧ при $Q = 30$ дБ

Из (45) следует, что положение на оси нормированной дальности точек с нулевой погрешностью измерения, зависит от номера бокового лепестка N и параметра ВФ Q и смещается в сторону возрастания при их увеличении.

Аналогично получаем выражение для мгновенной нормированной методической погрешности измерения расстояния с ВФ КБ:

$$\frac{\Delta R}{\delta_R} = \frac{1}{\pi \operatorname{sh} S - S \operatorname{ch} S + S^3 \cos(2\Phi)} \frac{-2b \cos(2\Phi) U S^3}{[U + b^2 V]}, \quad (48)$$

где $S = \pi \alpha$; α – параметр, определяющий ширину основного и уровень боковых лепестков; $Y = \sqrt{S^2 - b^2}$; $U = (\operatorname{sh} Y - Y \operatorname{ch} Y) / Y^3$; $V = [(Y^2 + 3) \operatorname{sh} Y - 3Y \operatorname{ch} Y] / Y^5$.

Условие точного измерения расстояния в этом случае имеет вид

$$\sqrt{b_\tau^2 - S^2} = \operatorname{tg} \left(\sqrt{b_\tau^2 - S^2} \right). \quad (49)$$

Обозначив $k = \sqrt{b_\tau^2 - S^2} / \pi$, приведём первые шесть корней уравнения (49):

$$\begin{cases} k_1 = 1,43029666, & k_2 = 2,45902403, \\ k_3 = 3,47088972, & k_4 = 4,47740858, \\ k_5 = 5,48153665, & k_6 = 6,48438713. \end{cases} \quad (50)$$

Из (48) получаем огибающие быстрых осцилляций погрешности:

$$(\Delta R / \delta_R)_{\max} = \frac{(-1)^{n+1} 2bUS^3}{\pi [\operatorname{sh} S - S \operatorname{ch} S + (-1)^n S^3 (U + b^2 V)]}, \quad n = 1, 2. \quad (51)$$

Отсюда находим огибающую медленных осцилляций:

$$(\Delta R / \delta_R)_{\max \max} = \pm \frac{4bS^3 \exp(-S)}{\pi(S-1)(b^2 - S^2)}. \quad (52)$$

Расчёты по (48), (51) и (52) для разных значений α показывают, что характер зависимостей для разных ВФ сохраняется.

Анализ выражений (44) и (48) показывает, что относительная погрешность измерения расстояния зависит от фазы СРЧ, величины девиации ЧМ и формы ВФ. Отсюда становится очевидной возможность минимизации погрешности измерения. Существуют два пути минимизации погрешности измерения расстояния. Первый связан с оптимизацией параметров ЧМ [88], второй основан на оптимизации формы ВФ [87, 89, 90].

Для минимизации погрешности измерения на основе оптимизации параметров модуляции можно управлять несущей частотой ЧМ-колебания и величиной девиации частоты.

5.4. Управление несущей частотой ЧМ-колебания [88]

В первом случае используется зависимость мгновенной погрешности измерения (44) или (48) от фазы СРЧ. Варьируя при фиксированном расстоянии фазу Φ в пределах $[0, \pi]$ и усредняя полученные результаты, можно минимизировать среднее значение погрешности измерения расстояния. Изменять фазу СРЧ можно за счёт дополнительной медленной ЧМ несущей частоты ω_0 [32]. Для обеспечения требуемого набега фазы π величина дополнительной девиации частоты должна зависеть от измеряемого расстояния:

$$\Delta F_{\text{доп}} = \Delta F / x_R . \quad (53)$$

До проведения измерений измеряемое расстояние неизвестно, поэтому такой метод оптимизации – итерационный с многократным повторением измерений и уточнением $\Delta F_{\text{доп}}$ по (53) на каждой итерации. Причём первое измерение производится без дополнительной ЧМ для получения нулевого приближения $x_R^{(0)}$ и вычисления $\Delta F_{\text{доп}}^{(0)}$ по (53). Далее происходит циклическое повторение процедуры усреднения путём многократного измерения расстояния с разными несущими частотами, изменяющимися дискретно в диапазоне от ω_0 до $\omega_0 + 2\pi\Delta F_{\text{доп}}$ с фиксированным шагом $\Delta F_{\text{доп}} / N_{\text{уср}}$ (где $N_{\text{уср}}$ – число усредняемых измерений) и с усреднением результатов. Эта процедура повторяется до снижения абсолютного значения разности между вновь полученным значением $\hat{x}_R^{(n)}$ и его предыдущим значением $\hat{x}_R^{(n-1)}$ ниже заранее заданной величины Δ_x :

$$\left| \hat{x}_R^{(n)} - \hat{x}_R^{(n-1)} \right| \leq \Delta_x . \quad (54)$$

Указанный метод снижения погрешности требует значительных дополнительных ресурсов по диапазону перестройки частоты и времени измерения.

Результаты такого усреднения для ВФ ДЧ, выполненные с использованием формул (44), (53) и (54), показаны на рис. 7 толстой сплошной линией. Видно, что несимметричность огибающих бы-

стрых осцилляций не позволяет уменьшить погрешность измерения до нуля. Для ВФ ДЧ и КБ погрешность уменьшается в 8–10 раз на малых расстояниях. При увеличении расстояния выигрыш возрастает.

Во втором случае (при адаптации величины девиации ЧМ) необходимо в каждой измеряемой точке учитывать неизменность положения точек с нулевой погрешностью измерения x_{R_t} на оси нормированной дальности при неизменности параметров ВФ. В то же время положение точки x_R , соответствующей измеряемому расстоянию, зависит от величины δ_R , т.е. от величины девиации частоты ΔF . Поэтому в каждой точке дальности, изменяя величину ΔF , можно сместить x_R к одной из ближайших точек x_{R_t} с нулевой погрешностью измерения.

5.5. Адаптивная оптимизация девиации частоты [88]

Процедура адаптивной оптимизации ΔF также является итерационной:

1) измеряют расстояния при максимальном значении $\Delta F^{(0)}$ для получения нулевого приближения $x_R^{(0)}$ и определения номера ближайшей точки с нулевой погрешностью для ВФ ДЧ:

$$\hat{N} = \text{Int} \sqrt{\left[x_R^{(0)} \right]^2 - L^2 / \pi^2} \quad (55)$$

или номера корня \hat{k}_i решения уравнения (49) для ВФ КБ, ближайшего снизу к значению

$$k = \sqrt{\left(\hat{x}_R^{(0)} \right)^2 - \alpha^2} ; \quad (56)$$

2) находят нормированное значение дальности для точек с нулевой погрешностью измерения x_{R_t} по формуле (45) для ВФ ДЧ и по формуле

$$x_{R_t} = \sqrt{\hat{k}_i^2 + \alpha^2} \text{ для ВФ КБ;}$$

3) корректируют значение девиации частоты:

$$\Delta F^{(n)} = \Delta F^{(n-1)} x_{R_t} / \hat{x}_R^{(n-1)} ; \quad (57)$$

4) с использованием найденного значения $\Delta F^{(n)}$ измеряют очередное приближение для нормированного расстояния $\hat{x}_R^{(n)}$;

5) п. 3 и 4 повторяют до выполнения условия (54).

Для сходимости итерационного процесса необходимо использовать точку с нулевой погрешностью измерения с номером не менее 2.

Результаты оптимизации показаны на рис. 8 для ВФ ДЧ тонкими сплошными линиями. Средний уровень достигаемой погрешности определяется величиной Δ_x . На рис. 8 приведены графики для $\Delta_x = 10^{-14}$. Достигнуть нулевого уровня методической погрешности мешает дискретность вычислений, обусловленная ограниченностью разрядов используемого вычислительного оборудования. Интересно, что средний уровень погрешности измерения, достигаемый оптимизацией величины д evиации частоты ЧМ, не зависит от расстояния.

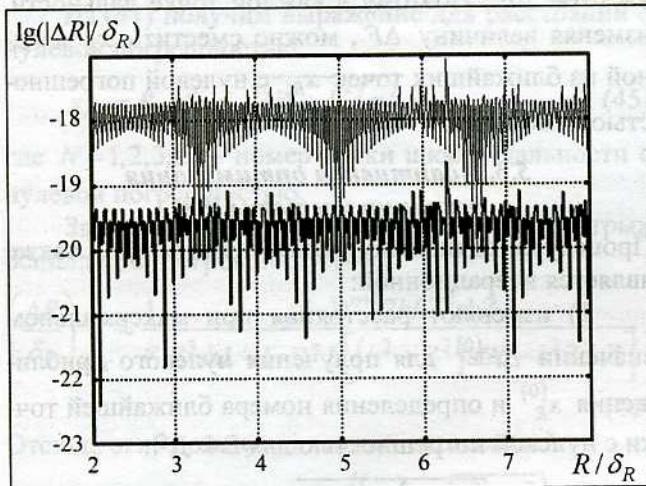


Рис. 8. Погрешность измерения при оптимальных значениях д evиации частоты для ВФ ДЧ

Два рассмотренных метода оптимизации параметров ЧМ можно совместить, т.е. сначала выполнить оптимизацию д evиации частоты, найдя $\Delta F_{\text{опт}}$. Затем для полученного оптимального значения $\Delta F_{\text{опт}}$ произвести усреднение результатов нескольких измерений при плавном дополнительном медленном изменении несущей частоты на величину, определяемую формулой (53), в которой используются найденные значения $\Delta F_{\text{опт}}$ и $\hat{x}_R^{(n)}$.

Результаты, полученные при расчётах по этой методике, показаны на рис. 8 толстой сплошной линией.

Видно, что общий уровень погрешности измерения при усреднении с использованием дополнительной медленной ЧМ уменьшается более чем на порядок.

5.6. Оптимизация параметров ВФ [87]

Минимизация погрешности измерения в каждой точке оси дальности на основе оптимизации па-

метров весовой функции возможна благодаря тому, что при изменении параметров ВФ точки с нулевой погрешностью смещаются по оси нормированной дальности. Поэтому для любого расстояния можно найти такие значения параметров ВФ, при которых текущая нормированная точка дальности совпадёт с ближайшей точкой с нулевой методической погрешностью измерения.

Для рассмотренных ВФ ДЧ и КБ уравнения, связывающие параметры оптимальной ВФ с измеряемым расстоянием, заданы соответственно выражениями (48) и (49). Процедура оптимизации в этом случае должна учитывать тот факт, что при измерении мы не знаем измеряемого расстояния. Поэтому она должна быть итерационной. Сразу после включения дальномера измерение следует начинать с такими параметрами ВФ, при которых на минимальном измеряемом расстоянии не происходит перекрытие основных лепестков СП $S_{\text{вф}}(x_p)$ и $S_{\text{вф}}(x_\Sigma)$. Эти значения могут быть найдены по формулам

$$Q_{\min} = (B_{\min}^2 + 1)/(2B_{\min}),$$

$$\text{где } B_{\min} = \exp(\pi \sqrt{(2x_{R\min})^2 - 1});$$

$$\alpha_{\min} = \sqrt{(2x_{R\min})^2 - k_1^2},$$

где k_1 – значение первого корня в (90).

Последовательность действий при измерении расстояния с использованием оптимизации параметров ВФ должна быть следующей:

1) отсёты измеренного СРЧ записываются в память вычислительного устройства и по ним для заданных Q_{\min} или α_{\min} вычисляют СП, находят положение максимума модуля спектра, вычисляют измеряемое расстояние и нулевое приближение для $\hat{x}_R^{(0)}$;

2) по формулам (55) или (56) соответственно определяют номер \hat{N} бокового лепестка $S_{\text{вф}}(x_\Sigma)$, перекрывающегося с основным лепестком $S_{\text{вф}}(x_p)$ для ВФ ДЧ, или значение корня \hat{k}_i для ВФ КБ;

3) уточняют параметры ВФ ДЧ:

$$\hat{Q}^{(n)} = \left[(\hat{B}^{(n)})^2 + 1 \right] / \left[2\hat{B}^{(n)} \right], n = 1; 2; \dots,$$

$$\text{где } \hat{B}^{(n)} = \exp(\pi \sqrt{(2\hat{x}_R^{(n-1)})^2 - \hat{N}^2}) \text{ или КБ:}$$

$$\hat{\alpha}^{(n)} = \sqrt{\left(2\hat{x}_R^{(n-1)}\right)^2 - \hat{k}_i^2}, \quad n=1;2;\dots;$$

4) по записанным в память отсчётам сигнала вычисляют n -е приближение $\hat{x}_R^{(n)}$ при уточнённых значениях параметров ВФ;

5) п. 2 – 4 повторяют до выполнения условия (54).

В каждом цикле итераций необходимо полностью пересчитывать все отсёты ВФ, используемые при вычислении СП. Для этого вычислительное устройство должно обладать достаточным запасом производительности.

Результаты расчётов, выполненных по этой методике, показаны на рис. 9 для ВФ ДЧ тонкой сплошной линией. При увеличении расстояния погрешность резко уменьшается.

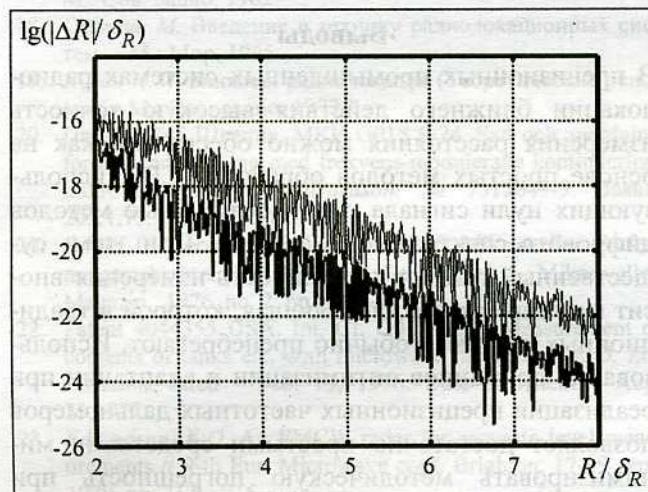


Рис. 9. Погрешность измерения при оптимальных значениях параметра для ВФ ДЧ

Очевидно, что рассмотренный метод оптимизации параметров можно дополнить усреднением результатов с помощью дополнительной медленной ЧМ. Соответствующие результаты показаны на рис. 9 толстой сплошной линией. Выигрыш составляет примерно два порядка.

5.7. Упрощенный подход

Рассмотренный метод оптимизации параметров ВФ можно упростить, пожертвовав величиной минимальной погрешности измерения. Для этого можно отказаться от коррекции параметров ВФ в каждой текущей точке дальности и использовать упрощенный метод оптимизации параметров ВФ.

Рассмотрим возможность минимизации рассмотренного выше среднего квадрата погрешности измерения, вычисленного на участке дальности

и равного ОД. Целевую функцию можно записать в виде [86, 87, 89, 90]

$$\sigma_R^2(R_{cpL}, p) = \frac{\sum_{i=1}^{K_R} [\Delta R(R_{Li}, p)]^2}{K_R} \Rightarrow \min_p, \quad (58)$$

где $K_R = \delta_R / \Delta$ – число расчётных точек на одном участке дальности; Δ – шаг по дальности (в данном случае $\Delta \leq \lambda_0 / 4$); $R_{Li} = (L-1)\delta_R + (i-1)\Delta$ – i -е текущее измеряемое расстояние в пределах L -го участка дальности; p – параметр ВФ, по которому производится минимизация ($p = Q$ для ВФ ДЧ и $p = \alpha$ для ВФ КБ); R_{cpL} – расстояние, соответствующее середине L -го участка дальности.

Результаты расчёта по формуле (58) без оптимизации для равномерной ВФ и ВФ ДЧ и КБ с параметрами соответственно $Q = 30$ дБ и $\alpha = 1$ показаны на рис. 10.

Характер зависимости погрешности от расстояния определяется изменением уровня боковых лепестков СП ВФ. Хорошо видно, что для ВФ ДЧ, имеющей постоянный уровень боковых лепестков СП, погрешность измерения остаётся примерно постоянной, начиная с некоторой дальности. Для равномерной ВФ и ВФ КБ при увеличении расстояния происходит монотонное снижение погрешности измерения.

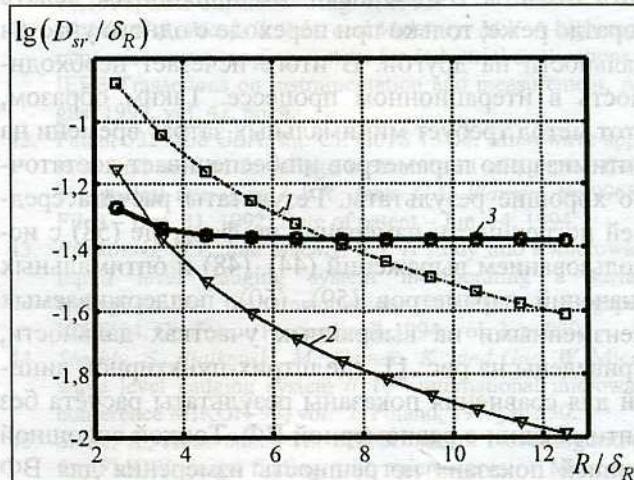


Рис. 10. Зависимость логарифма нормированного среднего квадрата погрешности измерения от относительного расстояния для ВФ ДЧ с $Q = 30$ дБ и КБ с $\alpha = 1$: 1 – R ; 2 – КБ; 3 – ДЧ

Поиск оптимальных значений параметров по (58) с каждой ВФ производился численным методом с помощью программы fminbnd из пакета MATLAB 6.5.

После вычисления оптимальных значений параметров с помощью метода линейной регрессии были найдены эмпирические выражения, связывающие эти параметры со средним относительным расстоянием.

Для ВФ ДЧ и КБ соответственно эти выражения имеют вид

$$Q = 27,392x_{R \text{ cp}} - 22,31719 \text{ дБ}, \quad (59)$$

$$\alpha = (1,0073x_{R \text{ cp}} - 0,8257)/\pi. \quad (60)$$

В итоге в память вычислительного устройства дальномера при его производстве необходимо записать только два коэффициента для каждой из указанных ВФ. При первом измерении после каждого включения дальномера используются параметры ВФ, соответствующие минимальной дальности.

Вся оптимизация проводится расчёты путём. Для этого отсчёты сигнала записываются в оперативную память, и по ним производится расчёт начальной оценки дальности. Затем по этой дальности, измеренной с погрешностью, определяется номер участка дальности с неизменным значением параметров ВФ и производится выбор нужного значения параметра. Теперь по отсчётам СРЧ, записанным в память, производится новый расчёт расстояния с использованием этого значения параметра.

Очевидно, здесь тоже требуется пересчитывать отсчёты ВФ. Однако это приходится делать гораздо реже, только при переходе с одного участка дальности на другой. В итоге исчезает необходимость в итерационном процессе. Таким образом, этот метод требует минимальных затрат времени на оптимизацию параметров и обеспечивает достаточно хорошие результаты. Результаты расчёта средней погрешности измерения по формуле (58) с использованием выражений (44), (48) и оптимальных значений параметров (59), (60), поддерживаемых неизменными на выбранных участках дальности, приведены на рис. 11, где штрих-пунктирной линией для сравнения показаны результаты расчёта без оптимизации с равномерной ВФ. Тонкой сплошной линией показана погрешность измерения для ВФ КБ и толстой сплошной линией – для ВФ ДЧ, полученные по (58) с оптимальными параметрами.

Рассмотренный метод оценки расстояния с упрощенной оптимизацией параметров ВФ используется в радиоволновом уровнемере Барс-351/352, серийно выпускаемом Рязанским приборостроительным предприятием «Контакт-1».

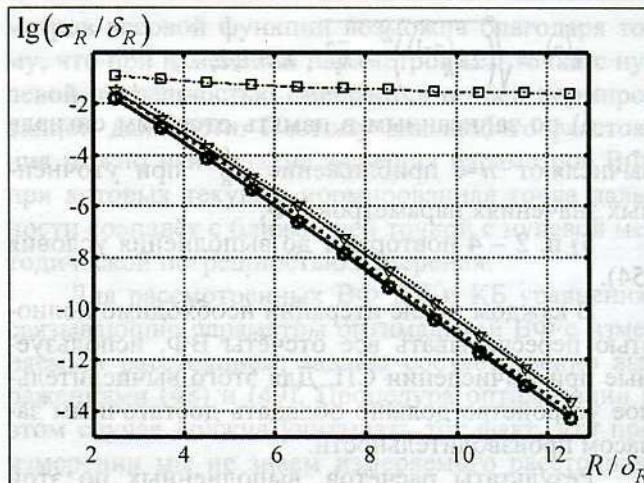


Рис. 11. Зависимость логарифма нормированного среднего квадрата погрешности измерения от относительного расстояния для оптимальных параметров ВФ ДЧ и КБ

Выводы

В прецизионных промышленных системах радиолокации ближнего действия высокую точность измерения расстояния можно обеспечить как на основе простых методов обработки СРЧ, использующих нули сигнала, так и с помощью методов цифрового спектрального анализа. При этом существенный вклад в погрешность измерения вносит методическая составляющая, которой в традиционных системах обычно пренебрегают. Использование принципов оптимизации и адаптации при реализации прецизионных частотных дальномеров позволяет достаточно простыми средствами минимизировать методическую погрешность при измерении малых и сверхмалых расстояний.

Литература

1. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. – М.: Энергоатомиздат, 1989.
2. Королёв А.Н. Работы ГНПП «Исток» в области ближней радиолокации. – Электронная техника. Сер.1. СВЧ-техника, 1998, вып. 1(471), с.3 – 14.
3. Johanngeorg, O. Radar application in level measurement, distance measurement and nondestructive material testing. – 27-th European microwave conference. September 8-12, 1997, pp.1113 – 1121.
4. Рытов С.М. Частотная модуляция. – ЖТФ, 1933, т. 3, № 8.
5. Виницкий А.С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. – М.: Сов. радио, 1961.
6. Рытов С.М. Модулированные колебания и волны. – Труды ФИАН, 1940, т. II, № 1.
7. Гоноровский И.С. Частотная модуляция и её применение. – М.: Связьиздат, 1948.
8. Радиолокационная техника. Пер. с англ. Ч. I и II. – М.: Сов. радио, 1949.

9. Luck, D.G. Frequency Modulated Radar. – McGraw-Hill, NY, 1949.
10. Харкевич А.А. Спектры и анализ. Изд.4-е. – М.: Физматгиз, 1962.
11. Богомолов А.Ф. Основы радиолокации. – М.: Сов. радио, 1954.
12. Кальмус Г., Качерис Дж., Дропкин Г. Частотно-модулированный альтиметр с недискретным отсчетом. – Вопросы радиолокационной техники, 1954, № 3.
13. Мухаммед Абд Аль-Вахаб Исмаил. Радиолокационный высотомер с двойной частотной модуляцией. – М.: Издво иностранной литературы, 1957.
14. Сайбель А.Г. К теории частотных радиовысотомеров. – Труды МАИ. – М.: Оборонгиз, 1957.
15. Астафьев Г.П., Шебшаевич В.С., Юрков Ю.А. Радионавигационные устройства и системы. – М.: Сов. радио, 1958.
16. Сайбель А.Г. Основы радиодальнометрии. – М.: Оборонгиз, 1960.
17. Астафьев Г.П., Шебшаевич В.С., Юрков Ю.А. Радиотехнические средства навигации летательных аппаратов. – М.: Сов. радио, 1962.
18. Сколник М. Введение в технику радиолокационных систем. – М.: Мир, 1965.
19. Коган И.М. Ближняя радиолокация (Теоретические основы). – М.: Сов. радио, 1973.
20. Пат. 381745 Швеция. МКИ G01S 9/24. Satt och anerndning for avstandsmatning med frekvens-modulerade kontinuerliga mikrovagor / K.O. Edvardsson. № 7315649-9. Заявл. 20.11.73. Опубл. 15.12.75.
21. Schilz, W., Jacobson, R., and Schiek, B. Mikrowellen Entfernungsmebsystem mit $\pm 2,5$ mm Genauigkeit. – Mikrowellen Magazin., 1976, no. 2, pp. 102–107.
22. Patent 4044355 USA. Int. CI. G01S 9/24. Measurement of contents of tanks etc. with microwave radiations / K.O. Edvardsson. Filed – Feb. 13, 1976. Date of Patent – Aug. 23, 1977.
23. Edvardsson, K.O. An FMCW radar for accurate level measurements // 9-th Eur. Microwave conf. Brighton. 17-19 sept. 1979, pp. 712–715.
24. Imada, H. and Kawata, Y. New Measuring Method for a Microwave Range Meter. – Kobe Steel Eng. Repts., 1980, vol. 30, no. 4, pp. 79–82.
25. Brumbi, D. Measuring Process and storage tank level with radar technology. – Record of the IEEE 1995 Int. Radar Conference. Alexandria, Virginia, USA. Record of the IEEE, 1995, pp. 256–260.
26. Марфин В.П., Кузнецов В.И., Розенфельд Ф.З. СВЧ-уровнемер. – Приборы и системы управления, 1979, № 11, с. 28–29.
27. Кагаленко Б.В., Марфин В.П., Мещеряков В.П. Частотный дальномер повышенной точности. – Измерительная техника, 1981, № 11, с. 68.
28. А.с. 1123387 СССР, МКИ G01S 13/34. Радиодальномер / Б.В. Кагаленко, В.П. Мещеряков. Опубл. 07.10.84. Бюл. №41.
29. Заявка 30-1591 Япония, МКИ G01S 13/34. Способ измерения дальности при помощи частотно-модулированного сигнала и радиолокационная станция с частотной модуляцией / Изобретения стран мира, 1985, № 15, с. 29.
30. Заявка 60-1592 Япония, МКИ G01S 13/34 Способ измерения дальности при помощи радиолокационной станции с двойной частотной модуляцией / Изобретения стран мира, 1985, № 15, с. 29.
31. А.с. 1141354 СССР, МКИ G01S 13/08. Частотно-модулированный радиодальномер / Б.В. Кагаленко, В.П. Мещеряков. Заявл. 03.05.83. Опубл. 23.02.85. Бюл. № 7.
32. Марфин В.П., Кияшев А.И., Розенфельд Ф.З. и др. Радиоволновый бесконтактный уровнемер повышенной точности. – Измерительная техника, 1986, № 6, с. 46–48.
33. Мещеряков В.П. Влияние нелинейности модуляционной характеристики передатчика и фильтрующих цепей смесителя на погрешность частотно-модулированного дальномера с дополнительной медленной модуляцией. – Вопросы радиоэлектроники. Сер. ОВР, 1986, вып. 14, с. 14–26.
34. А.с. 1230423 СССР, МКИ G01S 13/34, 13/08. Радиодальномер с частотной модуляцией / Б.В. Кагаленко, В.П. Мещеряков. Заявл. 13.07.84. Опубл. 7.05.86. Бюл. №17.
35. Patent 4737791 USA. Int. CI. G01S 13.08. Radar Tank Gauge / B.R. Jean, R.W. Newton, A.J. Blanchard, B.V. Clark, G.L. Warren. Filed - Feb. 19, 1986. Date of Patent – Apr. 12, 1988.
36. А.с. 1642250 СССР, МКИ G01F 23/28. Бесконтактный радиоволновой способ измерения уровня поверхности сред / Б.В. Лункин, Д.В. Хаблов, А.И. Канаев. № 4678472/10; Заявл. 14.04.89; Опубл. 15.04.91. Бюл. № 14.
37. А.с. 1700379 СССР, МКИ G01F 23/28. Бесконтактный радиоволновой способ измерения уровня и устройство для его осуществления / Д.В. Хаблов. №4773382/10, 4773381/10. Заявл. 24.12.89. Опубл. 23.12.91. Бюл. № 47.
38. Комаров В.М., Плохих А.П., Андреева Т.М. Радиолокационные измерители высоты и наклонной дальности с непрерывным частотно-модулированным излучением. – Зарубежная радиоэлектроника, 1991, № 12, с. 52–70.
39. Patent 5070730 USA, Int. CI. G01F 23/28. Device for level gauging with microwave / K.O. Edvardsson. № 613574; Filed - Mar. 27, 1990; Date of patent – Dec.10, 1991.
40. Patent 5136299 USA, Int. CI. G01S 13/08. Device of radar level gauge / K.O. Edvardsson, № 687914; Filed – Jan. 11,1990; Date of patent – Aug. 4, 1992.
41. Woods, G.S., Maskell, D.L., and Mahoney, M.V. A high accuracy microwave ranging system for industrial applications. – IEEE Transactions on instrumentation and measurement. August 1993, vol. 42, no. 4.
42. Patent 5321408 USA, Int. CI. G01S 13/08. Microwave apparatus and method for ullage measurement of agitated fluids by spectral averaging / B.R. Jean, G.L. Warren. №999680; Filed – Dec. 31, 1992; Date of patent – Jun. 14, 1994.
43. Bialkovski, M.E. and Stuchly, S.S. A study into a microwave liquid level gauging system incorporating a surface waveguide as the transmission medium. – Singapore ICCS'94. Conference Proceedings, 1994, vol. 3, p. 939.
44. Stuchly, S., Bialkovski, M., Caputa, K., and Guo, W. Microwave level gauging system // 10th international microwave conference MIKON-94, vol. 2, Poland, 1994, p. 530.
45. Stolle, R., Heuermann, H., and Schiek, B. Novel algorithms for FMCW range finding with microwaves. – Microwave systems conference IEEE NTC'95, 1995, p. 129.
46. Patent 5387918 USA, Int. CI. G01S 13/32. Method and an arrangement for measuring distances using the reflected beam principle / W. Wiesbeck, J. Kehrbeck, E. Heidrich, №956882. Filed . Apr. 15, 1992. Date of patent – Feb. 7, 1995.
47. Patent 5406842 USA, Int. CI. G01F 23/28. Method and apparatus for material level measurement using stepped frequency microwave signals / J.W. Locke, №132981. Filed – Oct. 7, 1993. Date of patent – Apr. 18, 1995.

48. Vossiek, M., Heide, P., Nalezinski, M., and Magori, V. Novel FMCW radar system concept with adaptive compensation of phase errors // 26th EuMC. Prague, Czech Republic, 1996, p. 135.
49. Stolle, R. and Schiek, B. Precision ranging by phase processing of scalar homodyne FMCW raw data // 26th EuMC. Prague, Czech Republic, 1996, p. 143.
50. Chengge, Z., Yeshu, Y., Xinchao, Z., and Xin, W. A method for target estimation of level radar // International conference of radar proceedings. ICR'96. Beijing, China, 1996, pp. 270-273.
51. Patent 5504490 USA, Int. Cl. G01S 13/08. Radar method and device for the measurement of distance / J.-C. Brendle, P. Cornic, P. Cremm, №414594; Filed – Mar. 31, 1995. Date of patent – Apr. 2, 1996.
52. Patent 5546088 USA, Int. Cl. G01S 13/18. High-precision radar range finder / G. Trummer, R. Korber, №317680. Filed – Oct. 5, 1994. Date of patent – Aug. 13, 1996.
53. Weib, M. and Knochel, R. Novel methods of measuring impurity levels in liquid tanks. – IEEE MTT-S International microwave symposium digest, 1997, vol. 3, pp. 1651 – 1654.
54. Weib, M. and Knochel, R. A highly accurate multi-target microwave ranging system for measuring liquid levels in tanks. – IEEE MTT-S International microwave symposium digest, 1997, vol. 3, pp. 1103 – 1112.
55. Kielb, J.A. and Pulkarabek, M.O. Application of a 25 GHz FMCW radar for industrial control and process level measurement. – IEEE MTT-S International microwave symposium digest, 1999, vol. 1, pp. 281 – 284.
56. Гизатулин Р.А., Давыдов С.А., Дзилиев А.П. и др. Радиолокационный измеритель уровня сыпучих и жидкых материалов общего применения. – Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника, 1998, вып. 1 (471), с. 50 – 55.
57. Алексеенко А.М., Горюнов И.В., Мякиньков В.Ю. и др. Состояние и перспективы развития генераторов СВЧ с повышенной линейностью варикторной перестройки частоты. – Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника, 1998, вып. 2 (472), с. 41 – 43.
58. Дзилиев А., Хасянов А., Потапов А. Радарные уровнемеры промышленного назначения. Проблемы серийного производства. – Электроника: Наука, Технология, Бизнес, 1998, № 3 – 4, с. 35 – 37.
59. Patent 2126145 РФ, МКИ G01F 23/284. Уровнемер / С.А. Либерман, В.Л. Костромин, С.А. Новиков, А.В. Либерман, Ю.Г. Нечепуренко, Г.В. Алексин, № 97114261/28. Заявл. 20.08.97. Опубл. 10.02.99. Бюл. № 4.
60. Bruimbi, D. Low power FMCW radar system for level gauging // 2000 IEEE MTT-S International microwave symposium digest, 2000, vol. 3, pp. 1559 – 1562.
61. Patent 6107957 USA, Int. Cl. G01S 13/26. Radar level gauge / Cramer S., Glush R., Schake T., Richter B.E. (Germany), № 09/150,673; Filed – Jun. 26, 1998. Date of Patent – Aug. 22, 2000.
62. Oreans, L. and Heide, P. Neuartiger radar-fullstandmessgerat auf basis von 24-GHz-technologie // Technisches Messen 67, 2000, no. 5, pp. 214 – 219.
63. Yaging, Tu, Kaichun, Ren, and Du Zhang. A new method of high –accuracy level-measure based on combining radar frequency-modulation and phase-discrimination // IMTC 2003 – Instrumentation and measurement technology conference. Vail, CO, USA, 2003, pp. 1057 – 1060.
64. Жуковский А.П., Оноприенко Е.И., Чижов В.И. Теоретические основы радиовысотометрии / Под ред. А.П. Жуковского. – М.: Сов. радио, 1979.
65. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. Изд. 2-е. – М.: Радио и связь, 1983.
66. Шелухин О.И. Радиосистемы ближнего действия. – М.: Радио и связь, 1989.
67. Бакулов П.А. Радиолокационные системы (учебник для вузов). – М.: Радиотехника, 2004.
68. Skolnik, M.I. Introduction to Radar Systems. – McGraw-Hill, 1980.
69. Brumbi, D. Fundamentals of Radar Technology for Level Gauging. 3-rd Revision. – Krohne Messtechnik, Duisburg, 1999.
70. Komarov, I.V. and Smolskiy, S.M. Fundamentals of Short-Range FM Radar. – Artech House Publishers; Norwood, MA, 2003.
71. Давыдочкин В.М., Езерский В.В. Влияние отражённых волн на погрешность измерения расстояния частотным дальномером // Вестник РГРТА. – Рязань, 2005, вып. 17.
72. Езерский В.В. Задача оптимизации управления модулирующим напряжением частотно-модулированного дальномера // Вестник РГРТА. – Рязань, 2003, вып. 12, с.44 – 49.
73. Патент РФ № 2159923. МКИ G01F 23/284. Радиолокационный уровнемер / Б.А. Атаянц, В.В. Езерский, А.И. Смутов. № 99104759/28. Заявл. 04.03.1999. Опубл. 27.11.2000. Бюл. № 33.
74. Патент РФ № 2151408. МКИ G01S 13/34. Радиолокационный дальномер / Б.А. Атаянц, В.А. Болонин, В.В. Езерский, Б.В. Кагаленко, А.И. Смутов. Опубл. 20.06.2000. Бюл. № 17.
75. Езерский В.В., Кагаленко Б.В., Болонин В.А. Адаптивный частотно-модулированный уровнемер. Анализ составляющих погрешности измерения. – Датчики и системы, 2002, № 7, с. 44.
76. Езерский В.В. Анализ методической погрешности дальномера с адаптивной частотной модуляцией для систем ближней радиолокации // Вестник РГРТА. – Рязань, 2004, вып. 15, с. 40 – 45.
77. Езерский В.В. Весовая обработка сигналов частотного дальномера повышенной точности // Межвуз. сб. научн. трудов «Обработка сложных сигналов с применением цифровых устройств и функциональной электроники». – РГРТА, 1996, с. 56.
78. Демидович Б.П., Марон И.А. Основы вычислительной математики. – М.: Наука, 1966.
79. Езерский В.В. Методическая погрешность датчика расстояния на базе частотно-модулированного дальномера с весовым сглаживанием погрешности дискретности. – Измерительная техника, 2003, № 9, с. 22.
80. Ezerskii, V.V. Measurement procedure of a distance gauge based on a frequency-modulated range finder with weighted smoothing of the digitization error. – Measurement techniques, 2003, vol. 46, no. 9. pp. 841 – 846.
81. Езерский В.В. Весовая обработка сигналов частотного дальномера повышенной точности // Межвуз. сб. научн. трудов «Обработка сложных сигналов с применением цифровых устройств и функциональной электроники», РГРТА, 1996, с.56.
82. Хэррис Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье. – ТИИР, 1978, т. 66, №1, с. 60 – 96.
83. Езерский В.В., Баранов И.В. Оптимизация весового метода сглаживания погрешности дискретности на основе частотного дальномера. – Измерительная техника, 2004, № 12, с. 19 – 23.

84. *Ezerskii, V.V. and Baranov, I.V.* Optimization of weighting methods of smoothing the discreteness error of distance sensors based on a frequency rangefinder // Measurement techniques, 2004, vol. 47, no. 12, pp. 1160 – 1167.
85. Езерский В.В., Баранов И.В. Анализ методической погрешности датчика расстояния на базе ЧМ-дальномера с весовым сглаживанием дискретной ошибки // Вестник РГРТА. – Рязань: РГРТА, 2003, вып. 11, с. 61.
86. Езерский В.В., Давыдочкин В.М. Оптимизация весовых функций при спектральной обработке сигналов частотного дальномера // Физика и технические приложения волновых процессов: Тезисы докладов III Международной научно-технической конференции. – Волгоград: НП ИПД «Авторское перо», 2004, с. 224.
87. Давыдочкин В.М., Езерский В.В. Минимизация погрешности измерения расстояния при цифровой обработке сигналов в ближней частотной радиолокации. – Цифровая обработка сигналов, 2005, № 3, с. 22 – 27.
88. Патент 2234717 РФ, МКИ G01S 13/34. Способ измерения расстояния / Б.А. Атаянц, В.М. Давыдочкин, В.В. Езерский, Д.Я. Нагорный, №2003105993/09. Заявл. 04.03.03. Опубл. 20.08.04. Бюл. № 23.
89. Езерский В.В., Давыдочкин В.М. Оптимизация спектральной обработки сигнала прецизионного датчика расстояния на основе частотного дальномера. – Измерительная техника, 2005, № 2, с. 21 – 25.
90. *Ezerskii, V.V. and Davydochkin, V.M.* Optimization of the spectral processing of the signal of a precision distance sensor based on a frequency rangefinder. – Measurement techniques, 2005, vol. 48, no. 2, pp. 133 – 140.
91. Иванов Ю.Е. О наивысшей точности спектрального оценивания гармонических сигналов дискретным преобразованием Фурье. – Проблемы управления и информатики, 1998, № 2, с. 102.
92. Шахтарин Б.И., Ковригин В.А. Методы спектрального оценивания случайных процессов. – М.: Гелиос АРВ, 2005.
93. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В., Нагорный Д.Я. ЧМ-радиодальномер с адаптивным цифровым формированием зондирующего сигнала // Труды Российского НТО РЭС им. Попова. Сер. Цифровая обработка сигналов и её применение. – 6-я Международная конференция. Т.2. – М., 2004, с. 26 – 28.
94. Езерский В.В., Давыдочкин В.М., Нагорный Д.Я. СВЧ-синтезатор частот с высоколинейной широкополосной частотной модуляцией // Тезисы докладов и сообщений II международной научно технической конференции «Физика и технические приложения волновых процессов». – Самара, 2003, с. 164.
95. Patent 5546088 USA, Int. Cl. G01S 13/18. High-precision radar range finder / G. Trummer, R. Korber. №317680; Filed – Oct. 5, 1994. Date of patent – Aug. 13, 1996.
96. Соколов И.Ф., Вакман Д.Е. Оптимальные линейные синфазные антенны с непрерывным распределением тока. – Радиотехника и электроника, 1958, № 1, с. 46 – 55.

Поступила 17 июля 2007

Атаянц Борис Авансович (1940 г.р.) – канд. техн. наук, генеральный директор ООО “Предприятие Контакт-1”.

Область научных интересов: проектирование и разработка частотно-модулированных уровнемеров на основе радиодальномеров ближней радиолокации, ёмкостных уровнемеров, систем распознаванием образов.

Езерский Виктор Витольдович (1947 г. р.) – докт. техн. наук, проф. кафедры радиоуправления и связи РГРТУ (Рязанский государственный радиотехнический университет).
Область научных интересов: системы ближней радиолокации, ЧМ-радиолокаторы с непрерывными излучением, цифровая обработка сигналов.

Смольский Сергей Михайлович (1946 г.р.) – докт. техн. наук, проф. кафедры радиоприемных устройств Московского энергетического института (технического университета) (МЭИ), зам. директора Института радиотехники и электроники МЭИ.

Область научных интересов: радиотехнические устройства приема и обработки сигналов, автоколебательные системы и автодины, цифровая и нелинейная фильтрация, системы ближней радиолокации, ЧМ-радиолокаторы с непрерывными излучением, широкополосные цифровые радиоприемники.

Шахтарин Борис Ильич (1933 г.р.) – докт. техн. наук, проф. МГТУ им. Баумана.
Область научных интересов: цифровая обработка сигналов, спектральное оценивание, цифровые системы синхронизации.