

АЛГОРИТМЫ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ УРОВНЕМЕРА НА ОСНОВЕ ЧАСТОТНОГО ДАЛЬНОМЕРА ПРОМЫШЛЕННОГО ПРИМЕНЕНИЯ

Атаянц Б.А., к.т.н., генеральный директор ООО предприятие «Контакт-1»

Езерский В.В., д.т.н., профессор кафедры радиоуправления и связи Рязанского государственного радиотехнического университета, кафедра радиоуправления и связи, e-mail: ezerski@yandex.ru.

Паршин В.С., к.т.н., доцент кафедры радиоуправления и связи Рязанского государственного радиотехнического университета.

Ключевые слова: частотный дальномер, уровнемер, погрешности, модуляционная характеристика, мешающие отражения.

Введение

Интенсивное развитие различных отраслей промышленности и возникновение и внедрение систем автоматического управления производственными процессами привели в конце 60-х годов прошлого века к широкому применению радиолокационных устройств для измерения уровня заполнения различных резервуаров [1-4]. В большинстве случаев эти задачи успешно решает частотный дальномер (ЧД).

Специфика применения ЧД в промышленных системах измерения уровня состоит в следующем: диапазон измеряемых расстояний от долей метра до 30÷50 метров; требуемая точность измерения от единиц сантиметров до долей миллиметра; измерения проводятся в замкнутых объёмах при наличии мешающих отражений и переотражений от технологических конструкций в рабочей зоне уровнемера, стен, крыши и дна резервуара (при низкой диэлектрической постоянной материала); приём сигнала осуществляется на фоне шумов; на результат измерения сильное влияние оказывает нелинейность модуляционной характеристики (МХ) передатчика; значительно меняются параметры окружающей среды (температура, влажность, запылённость); для обработки имеется ограниченный объём отсчётов сигнала (начиная от 3-4 периодов сигнала разностной частоты (СРЧ) и менее).

Анализ существующих данных позволяет говорить о трёх классах приборов подобного типа. Это приборы малой точности с погрешностью несколько см, 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, 6], присущей ЧД при классическом счётном методе оценки разностной частоты. Каждый класс приборов основан на некотором методе сглаживания ОД (МСОД).

Погрешность ЧД складывается из нескольких составляющих [6]: методическая погрешность измерения разностной частоты f_p ; погрешность, вызванная шумами и помехами; погрешность, вызванная нелинейностью МХ; нестабильность периода модуляции $T_{\text{мод}}$ и диапазона

Рассмотрены основные принципы построения прецизионных уровнемеров с частотной модуляцией, предназначенных для высокоточного измерения малых и сверх малых расстояний в промышленных системах автоматического управления технологическими процессами. Проанализированы условия работы и предложены алгоритмы, обеспечивающие необходимые свойства уровнемера в различных условиях работы.

перестройки частоты ΔF , входящих в 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.

Методическая погрешность и её минимизация

Приборы малой точности. Для создания наиболее простых и дешёвых приборов можно использовать модификацию известного счётного метода оценки разностной частоты [7-9]. Необходимо момент окончания текущего полупериода модуляции совместить с одним из экстремумов СРЧ [8] и наложить ограничение $\Delta F_{\text{мин}}$ на минимальную величину диапазона перестройки частоты передатчика. Это выполняется путём контроля граничных частот при частотной модуляции (ЧМ) с помощью эталонных частот $\omega_{\text{зи}} = 2\pi F_{\text{зи}}$ и $\omega_{\text{зе}} = 2\pi F_{\text{зе}}$, задаваемых диэлектрическими резонаторами. Тогда $\Delta F_{\text{мин}} = F_{\text{зе}} - F_{\text{зи}}$. Прерывать полупериод модуляции можно только в момент появления экстремума СРЧ после достижения частотой зондирующего сигнала одного из указанных значений [8]. В результате в СРЧ исчезнут скачки фазы, и он примет вид непрерывной синусоиды. Этот процесс можно назвать «сшиванием» фазы СРЧ.

Методическая погрешность, присущая методу при идеальных условиях, зависит от способа измерения разностной частоты [4]:

– 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 нормированная методическая погрешность имеет вид:

$$\Delta R/\delta_{R_0} = \text{Int}\{N_{\text{изм}}/[1/x + x/(2\Delta F_{\text{мин}} T_3 N_{T_{\text{мод}}})] + 0.5\}/N_{\text{изм}} - x, \quad (2)$$

где $x = R/\delta_R$ – нормированное расстояние, $N_{T_{\text{мод}}}$ – число периодов СРЧ в одном периоде модуляции; $N_{\text{изм}} = T_{\text{изм}}/(2T_3)$ – число обрабатываемых периодов модуляции.

Во втором случае погрешность измерения складывается из двух составляющих:

– первая вызвана дискретностью счёта, и для неё относительное СКО равно:

$$\sigma_{R_{\text{сч}}}/\delta_{R_0} = xT_{\text{сч}}/(N_{\text{мод}} T_{\text{мод}} 2\sqrt{3}); \quad (3)$$

– вторая составляющая вызвана затягиванием периода в точке сшивания фазы:

$$\Delta_R/\delta_{R_0} = -(x)^2/(\Delta F_{\text{мин}} T_{\text{мод}}). \quad (4)$$

Сравнение двух рассмотренных вариантов показано на рис. 1.

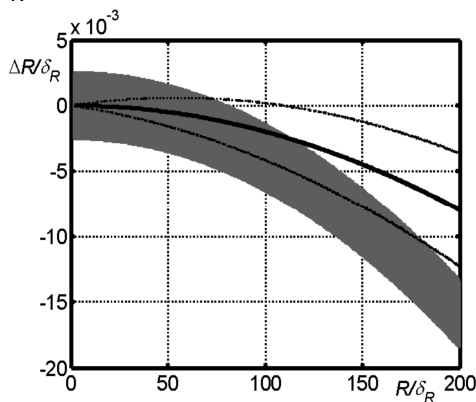


Рис. 1. Погрешность измерения расстояния с помощью двух способов оценки частоты СРЧ

На рис. 1 серым тоном показана зависимость (2), занимающая целую зону вследствие дискретности счёта, и нанесены линии соответствующие систематической погрешности (4) при аналогичных условиях (сплошная линия) и зона трёх СКО (3) (пунктирные линии). Ширина зоны трёх СКО легко сжимается путём увеличения $N_{\text{сч}}$ и $N_{\text{мод}}$.

Можно отметить, что ошибка измерения растёт с увеличением расстояния, но даже на самом большом расстоянии она примерно в 50 – 100 раз меньше ОД. Систематический характер среднего значения погрешности у обоих способов позволяет производить коррекцию результата расчёта расстояния и уменьшить её таким образом на три порядка.

Примером практического использования рассмотренного МСОД является уровнемер «Барс 322И», выпускаемый Рязанским ООО предприятие «Контакт 1».

Приборы средней точности. Часто оценка разностной частоты производится с помощью весового усреднения [10]. Метод заключается в накоплении весовых коэффициентов, приписываемых каждому нулю СРЧ.

$$\hat{S} = \sum_{i=1}^N \alpha(t_i), \quad (5)$$

где N - число нулей СРЧ в одном полупериоде модуляции; $\alpha(t)$ – весовая функция.

Измеряемое расстояние определяется соотноше-

нием:

$$R = \delta_R S. \quad (6)$$

Выражение (5) допускает достаточно простую практическую реализацию метода.

Рассмотрим семейство ВФ, представленных в виде тригонометрического ряда:

$$\alpha(t) = K_B \sum_{m=0}^n A_m \cos(4\pi mt/T_{\text{мод}}), \quad (7)$$

где: $A_m = 2 \int_0^{T_m/2} \alpha(t) \cos(4\pi mt/T_m) dt / T_m$, $K_B = 1/A_0$ – нормирующий множитель.

В этом случае нормированная погрешность измерения имеет вид [10]:

$$\Delta_S = \frac{\Delta_R}{\delta_R} = \begin{cases} -\chi - K_B \sum_{m=1}^n A_m G_1[m\eta] & \text{при } 1 - \varepsilon \geq \chi \\ 1 - \chi + K_B \sum_{m=1}^n A_m G_2[m\eta] & \text{при } 1 - \varepsilon < \chi \end{cases}, \quad (8)$$

где $\chi = R/\delta_R - M$; $M = \text{Int}(R/\delta_R)$; $1/\eta = R/\delta_R$;

$\varepsilon = \rho - \text{Int}(\rho)$; $\rho = [4f_0 R/c - 0,5]$;

$G_1[z] = \cos[\pi z(1 - 2\varepsilon - \chi)] \sin(\pi z) / \sin(\pi z)$;

$G_2[z] = \cos[\pi z(2 - 2\varepsilon - \chi)] \sin[\pi z(1 - \chi)] / \sin(\pi z)$.

Пример количественной оценки (8) показан на рис. 2 для $n = 1$.

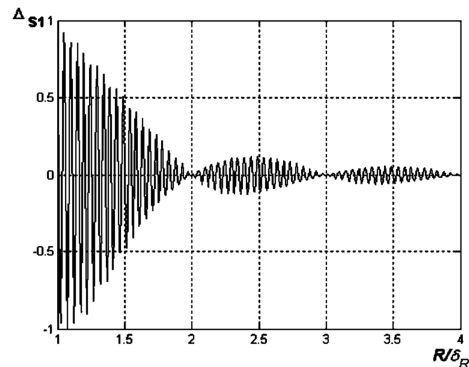


Рис. 2. Зависимость погрешности измерения от нормированного расстояния

Погрешность является периодической затухающей функцией расстояния с двумя периодичностями. Период быстрых колебаний равен четверти длины волны несущего колебания. Период медленной огибающей равен величине ОД. Наблюдается монотонное спадание общего уровня погрешности при увеличении расстояния.

Для сравнительного анализа различных ВФ целесообразно использовать некоторую усреднённую величину, равную среднему квадрату ошибки (СКО), вычисленному на интервале расстояний, равном ОД:

$$\overline{\Delta_S^2(M)} = \sum_{k=1}^L \Delta_S^2(r_{M,k}) / L \quad (9)$$

где $L = \delta_r / \Delta$; Δ – шаг по расстоянию в пределах участка усреднения $[M\delta_r, (M+1)\delta_r]$;

$r_{M,k} = M\delta_r + (k-1)\Delta$ – k -й отсчёт расстояния в пределах M -го участка усреднения.

На рис. 3 приведены графики погрешности, рассчитанные по (8) и (9).

Общий вид графиков и количественные соотношения между методическими погрешностями, соответствующим разным ВФ, сильно зависят от вида функции и расстояния.

Наблюдается плавное снижение общего уровня ошибки при увеличении расстояния R . На малом расстоянии ($R/\delta_R < 5$) ошибки, соответствующие ВФ с большим значением n , превосходят ошибки, полученные при малых значениях n . При увеличении расстояния картина меняется.

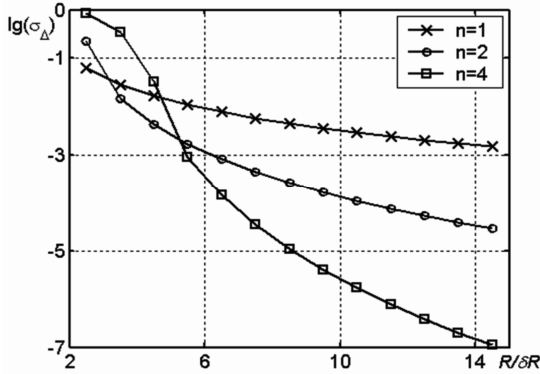


Рис. 3. Зависимость СКО от нормированного расстояния

Выражение (7) позволяет сформулировать задачу параметрической оптимизации ВФ $\alpha(t)$ [6,10], с целью минимизации целевой функции (9). Для оптимизации можем получить систему линейных уравнений:

$$d\Delta_s^2(M)/dA_m = 0, \quad m = 1, 2, \dots, n. \quad (10)$$

Эта система уравнений позволяет вычислять наборы оптимальных параметров ВФ на каждом M -м участке усреднения для заданного значения n , т.е. производить локальную оптимизацию ВФ заданного вида.

На рис. 4 приведены зависимости нормированного СКО результата измерения от относительного расстояния, полученные с использованием оптимальных параметров ВФ.

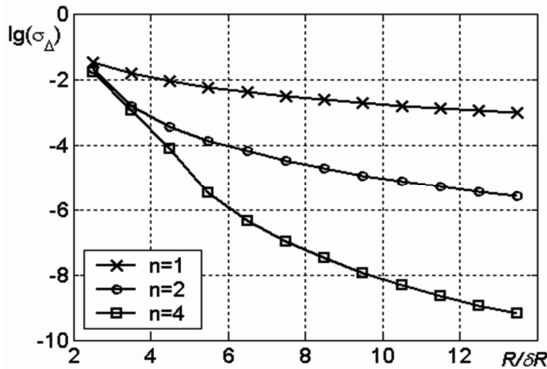


Рис. 4. Зависимость СКО от нормированного расстояния для оптимальных коэффициентов

Сравнение с рис. 3 показывает, что оптимизация параметров позволяет существенно уменьшить погрешность измерения. Причём эффект тем значительнее, чем больше n , т.е. чем больше используется членов ряда для представления ВФ.

Для практического использования наборы оптимальных коэффициентов, рассчитанные заранее, должны храниться в памяти вычислительного устройства ЧД и выбираться по мере изменения измеряемого расстояния.

Рассмотренный метод обработки СРЧ используется в уровнемерах «Барс-332 И», выпускаемых Рязанским приборостроительным предприятием ООО «Контакт 1».

Приборы высокой точности. Наилучших результатов позволяет добиться использование обработки СРЧ в спектральной области на основе быстрого преобразования Фурье при линейной ЧМ. Обработка подвергается взвешенные отсчёты СРЧ, полученные всегда в одних и тех же точках оси времени внутри каждого периода повторения закона ЧМ с шагом T_o . В итоге приходят к так называемому методу ступенчатой частотной модуляции непрерывного сигнала (зарубежная аббревиатура FSCW). Такой режим работы частотного дальномера хорошо согласуется с особенностями цифровых синтезаторов частоты [11]. При этом можно ставить вопрос об оптимизации параметров ЧМ для достижения минимальной погрешности измерения. Использование взвешивающего окна при вычислении спектра предполагает ответ на вопрос о наилучших параметрах окна.

Для оценки методической погрешности измерения расстояния используется оценка разностной частоты $\Omega_R = 2\pi\hat{F}_R$ по положению максимума спектральной плотности (СП) СРЧ. Строгого аналитического решения этой задачи в литературе нет.

Приближённое решение для нормированной погрешности измерения имеет вид:

$$\Delta R/\delta_R = (x_{\max} - x_R) \approx \approx -2 \cos(2\Phi) S'_{\text{эф}}(x_R) / [S''_{\text{эф}}(0) + \cos(2\Phi) S''_{\text{эф}}(x_R)], \quad (11)$$

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

Для получения конкретных количественных соотношений рассмотрим ВФ Дольфа – Чебышева (ДЧ) [12]. Форма СП этой ВФ варьируется одним параметром, что позволяет достаточно легко связать его с методической погрешностью измерения расстояния. Используя выражение для СП ВФ ДЧ, приведённое в [13], после ряда преобразований запишем нормированную методическую погрешность измерения расстояния:

$$\frac{\Delta R}{\delta_R} \approx \approx \frac{1}{\pi} \frac{-2bLZ^2 \cos(2\Phi) \text{sh}Z}{Z^3 \text{sh}L + L \cos(2\Phi) [(b^2 + Z^2) \text{sh}Z - b^2 Z \text{ch}Z]} \quad (12)$$

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

Выражение для расстояний с нулевой погрешностью:

$$x_{R_t} = R_t/\delta_R = \sqrt{m^2 + L^2/\pi^2}, \quad (13)$$

где $m = 1, 2, 3, \dots$ — номер точки шкалы расстояний с нулевой погрешностью.

Зависимость (12) построена на рис. 5 тонкой сплошной линией.

Из (12) становится очевидной возможность двух вариантов минимизации погрешности измерения. Первый связан с оптимизацией параметров ЧМ и второй основан на оптимизации формы ВФ.

Для минимизации погрешности измерения можно управлять несущей частотой ЧМ колебания и величиной диапазона перестройки частоты. В первом варианте,

варьируя в (12) фазу Φ при фиксированном расстоянии 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 [14] с диапазоном перестройки частоты $\Delta F_{доп}$, однозначно связанным с измеряемым расстоянием.

$$\Delta F_{доп} = \Delta F / x_R \quad (14)$$

Результаты такого усреднения для ВФ ДЧ, выполненные с использованием формул (12) и (14) показаны на рис.5 толстой сплошной линией. Видно, что несимметричность огибающих быстрых осцилляций не позволяет уменьшить погрешность измерения до нуля. Для ВФ ДЧ погрешность уменьшается в (8...10) раз на малых расстояниях. При увеличении расстояния выигрыш возрастает.

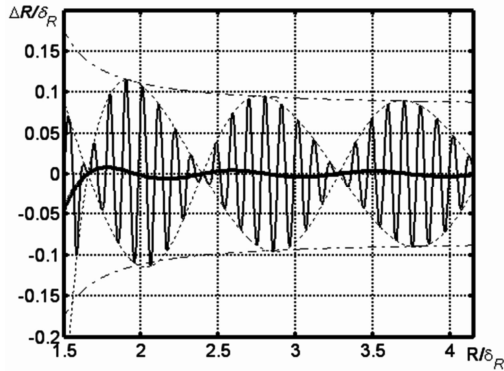


Рис. 5. Зависимость нормированной погрешности измерения

Во втором варианте (при адаптации величины диапазона перестройки частоты) учитывается неизменность положения точек с нулевой погрешностью измерения x_{Rm} на оси нормированного расстояния при неизменности параметров ВФ. В то же время, положение точки x_R , соответствующей измеряемому расстоянию, зависит от величины δ_R , т.е. от величины диапазона перестройки частоты ΔF . Поэтому в каждой текущей точке расстояния изменяя величину ΔF , можно сместить x_R к одной из ближайших точек x_{Rm} с нулевой погрешностью измерения.

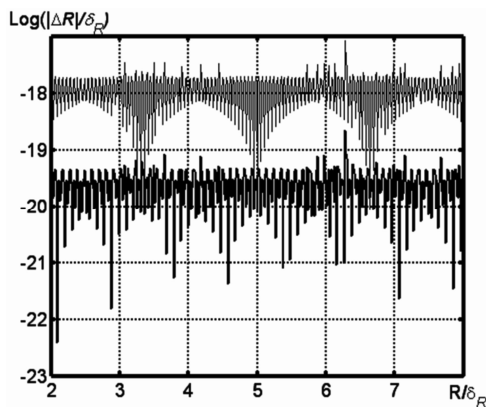


Рис. 6. Погрешность измерения при оптимальных значениях девиации частоты для ВФ ДЧ

Результаты оптимизации показаны на рис. 6 для ВФ ДЧ тонкими сплошными линиями. Отметим, что средний уровень погрешности измерения, достигаемый оптими-

зацией величины диапазона перестройки частоты ЧМ, не зависит от расстояния.

Два рассмотренных метода оптимизации параметров ЧМ можно совместить, т.е. сначала выполнить оптимизацию диапазона перестройки частоты, найдя $\Delta F_{опт}$. Затем для полученного оптимального значения $\Delta F_{опт}$ произвести усреднение результатов нескольких измерений при плавном дополнительном медленном изменении несущей частоты на величину, определяемую формулой (14), в которой используются найденные значения $\Delta F_{опт}$ и $\hat{x}_R^{(n)}$.

Результаты, полученные при расчётах по этой методике, показаны на рис. 6 толстой сплошной линией.

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

Минимизация погрешности измерения в каждой точке оси расстояний на основе оптимизации параметров весовой функции возможна благодаря тому, что при изменении параметров ВФ точки с нулевой погрешностью смещаются по оси нормированного расстояния. Поэтому для любого расстояния можно найти такие значения параметров ВФ, при которых текущая нормированная точка расстояния совпадёт с ближайшей точкой с нулевой методической погрешностью измерения.

Расчёты, выполненные по этой методике, показаны на рис. 7 для ВФ ДЧ тонкой сплошной линией. При увеличении расстояния погрешность резко уменьшается.

Очевидно, что рассмотренный метод оптимизации параметров можно дополнить усреднением результатов с помощью дополнительной медленной ЧМ. Соответствующие результаты показаны на рис. 7 толстой сплошной линией. Выигрыш составляет примерно два порядка.

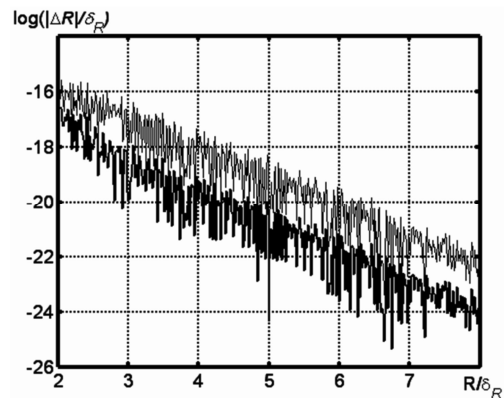


Рис. 7. Погрешность измерения при оптимальных значениях параметра Q для ВФ ДЧ

Рассмотренный метод оптимизации параметров ВФ можно упростить, пожертвовав величиной минимальной погрешности измерения. Для этого можно отказаться от коррекции параметров ВФ в каждой текущей точке расстояния и использовать упрощенный метод оптимизации параметров ВФ, аналогично рассмотренному выше для весового усреднения. Поиск оптимальных значений параметров ВФ производился численным методом с помощью программы fminbnd из пакета MATLAB 6.5. После вычисления оптимальных значений параметра ВФ с помощью метода линейной регрессии были найдены эм-

пирические выражения, связывающие этот параметр со средним относительным расстоянием.

$$Q = 27,392x_{R_{cp}} - 22,31719 \text{ дБ}; \quad (15)$$

В итоге в память вычислительного устройства даль- номера при его производстве необходимо записать только два коэффициента. Результаты расчёта средней погрешности измерения с использованием выражения (12) и оптимальных значений параметров (15), под- держиваемых неизменными на выбранных участках рас- стояния, приведены на рис. 8.

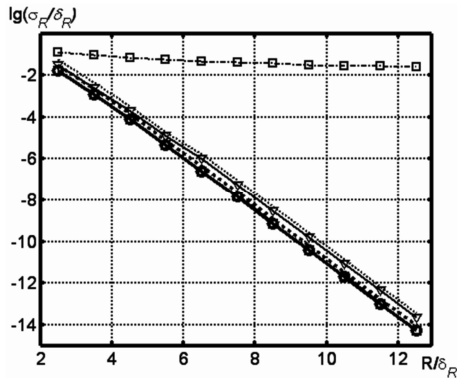


Рис. 8. Зависимость логарифма нормированного СКО погрешности измерения от относительного расстояния для оптимальных параметров ВФ ДЧ

На этом рисунке штрихпунктирной линией для срав- нения показаны результаты расчёта без оптимизации с равномерной ВФ. Толстой сплошной линией показана погрешность измерения для ВФ ДЧ, полученная с опти- мальными параметрами.

Рассмотренный метод оценки расстояния с упрощен- ной оптимизацией параметров ВФ используется в ра- диоволновом уровнемере Барс -351/352, серийно выпус- каемом Рязанским приборостроительным предприятием «Контакт-1».

Снижение влияния шума

Современная элементная база, обеспечивающая вы- сокостабильные характеристики ЧД (в первую очередь стабильность несущей частоты и диапазона перестройки), позволяет реализовывать на практике оптимальные алгоритмы, минимизирующие дисперсию оценки рас- стояния и работающие в реальном масштабе времени.

Снижения шумовой составляющей погрешности из- мерения расстояния можно добиться, используя метод максимального правдоподобия (ММП).

Представим ЛФП для СРЧ как [15]

$$\ln F[A_p, \tau_s, \varphi_c(\tau_s)] = -\frac{1}{N_0} \int_0^{T_m/2} \{y(t) - S[t, A_p, \tau_s, \varphi_c(t_s)]\}^2 dt, \quad (16)$$

где A_p , τ_s , $\varphi_c(\tau_s)$ – соответственно амплитуда, время задержки, однозначно связанное с измеряемым рас- стоянием и фаза опорного сигнала; N_0 – спектральная плотность белого шума.

Для оценки времени задержки необходимо найти глобальный максимум ЛФП, варьируя величины A_p , τ_s , $\varphi_c(\tau_s)$. Нижнюю границу для дисперсии оценки τ_s

при известной фазе СРЧ можно представить в виде [16]:

$$D(\hat{R}) \geq c^2 / [q_{cu} 4(\omega_0^2 + 2\Delta\omega\omega_0 + 2\Delta\omega^2/3)], \quad (17)$$

где $q_{cu} = 2E/N_0$, E – энергия СРЧ.

Алгоритмы оценки τ_s , не учитывающие фазу СРЧ, позволяют получить оценку с дисперсией

$$D(\hat{R}) \geq 3c^2 / [q_{cu} (2\Delta\omega)^2]. \quad (18)$$

Из сравнения формул (18) и (19) получаем выиг- рыш B :

$$B = 3\omega_0^2 / \Delta\omega^2. \quad (19)$$

В качестве примера можно указать, что для ЧД с несущей частотой $f_0 = 10^{10}$ Гц и диапазоном пере- стройки несущей $5 \times 10^8 \div 1 \times 10^9$ Гц уменьшение диспер- сии оценки составляет величину соответственно $4800 \div 1200$.

Практическое применение ММП имеет некоторые особенности: необходимо для ЧД знать фазовую харак- теристику (ФХ) $\varphi_c(\tau_s)$, и поскольку ЛФП (16) является многоэкстремальной функцией, необходимо обеспечить условия нахождения его глобального максимума.

Первое требование реализуется путём измерения ФХ при настройке и калибровке прибора. Второе требова- ние реализуется с помощью двухэтапной процедуры. На первом этапе грубую оценку t_s или расстояния можно выполнять с помощью БПФ и МПП при неизвестной на- чальной фазе, что гарантирует попадание в область главного лепестка ЛФП. На втором этапе используется ММП с известной начальной фазой, значение которой определяется по ФХ с учётом полученной грубой оценки.

Снижение влияния помех

Слабая помеха. Если уровень мешающих отражений (МО), таков, что погрешность определения расстояния на первом этапе использования ММП не превышает ве- личины $\lambda/4$, то гарантируется попадание в область главного лепестка ЛФП. Это условие выполняется, если уровень МО не превышает величины -28 дБ по отноше- нию к СРЧ. В таких ситуациях можно использовать ММП для уменьшения влияния помех. На рис. 9 показана за- висимость погрешности измерения расстояния с помо- щью алгоритма на основе оценки максимума СП и ММП при выполнении указанных условий, полученная с по- мощью моделирования. Уровень МО составлял -30 дБ, и он располагался на расстоянии 3,5 м.

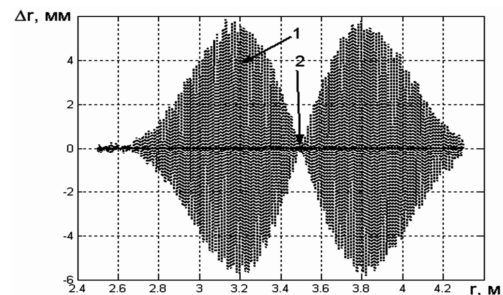


Рис. 9. Зависимость погрешности измерения от измеряемого расстояния: 1 – алгоритм на основе максимума СП, 2 – ММП

Погрешность измерения расстояния с помощью ал- горитма ММП примерно в 80 раз меньше погрешности,

обеспечиваемой алгоритмом на основе оценки максимума СП.

Сильная помеха. При большем уровне помех происходит искажение огибающей ЛФП и её глобальный экстремум уже не соответствует истинному положению МО. Однако в этой ситуации также возможно использование ЛФП для снижения влияния помех. Результаты теоретических исследований и моделирования показывают, что под влиянием МО экстремумы ЛФП смещаются от истинного положения на величину [17]:

$$\Delta\tau(\tau_x) = t_3 - \arctg\left\{\frac{\sin[z_1] + A(\tau_x)\sin[z_2]}{\cos[z_1] + A(\tau_x)\cos[z_2]}\right\} \frac{1}{\omega_0}, \quad (20)$$

где $A(\tau_x) = q_{cn} \sin[\Delta\omega(\tau_{3MO} - \tau_x)/2] / [\Delta\omega(\tau_{3MO} - \tau_x)/2]$;

τ_x – задержка СРЧ; τ_{3MO} – задержка МО;

$z_1 = \omega_0\tau_3 + \varphi_c(\tau_3) - \varphi_c(\tau_{3оп})$; $z_2 = \omega_0\tau_{3MO} + \varphi_c(\tau_{3MO}) - \varphi_c(\tau_{3оп})$;

$\tau_x = \tau_3 - \tau_{3MO}$; $\tau_{3оп}$ – время задержки опорного сигнала;

$q_{cn} = A_p/A_{mo}$ – отношение сигнал-помеха; A_p , A_{mo} – амплитуда СРЧ и МО соответственно.

Количественная оценка этого смещения, пересчитанного в расстояние, при $q_{cn} = 2 \text{ дБ}$, 6 дБ , 20 дБ , диапазоне перестройки частоты 500 МГц. и несущей частоте 10 ГГц. иллюстрируется рис. 10. Даже при большом уровне МО, равном 2 дБ, смещение не превышает 2,5 мм.

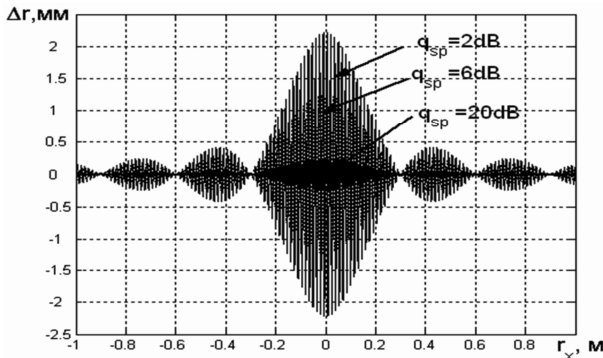


Рис. 10. Зависимость сдвига экстремумов ЛФП от расстояния между СРЧ и МО

Использование ЛФП для снижения погрешности в этом случае возможно при условии слежения за экстремумом ЛФП, соответствующим истинному расстоянию независимо от изменения его величины [18]. При этом истинный максимум надо захватить на входе в зону повышенной погрешности (ЗПП) измерения вблизи МО, когда он ещё является глобальным. При каждом новом измерении необходимо по ФХ определять значение $\varphi_c(\tau_3)$. Для этого можно использовать значение τ_3 , полученное на предыдущем этапе измерений или новое значение, предсказанное с учётом скорости изменения уровня материала. Скорость при этом определяется на основе результатов предыдущих измерений. Зависимость погрешности измерения от расстояния похожа на графики, приведённые на рис. 9, только уровень погрешности значительно больше. Однако использование ЛФП по-прежнему обеспечивает уменьшение погрешности примерно в 80 раз. Работоспособность метода сохраняется до значений $q_{cn} = 1 \text{ дБ}$.

Для многих применений уровнемера с системах АСУ

ТП внутри ЗПП возможно использование режима предсказания результата [19]. Необходимым условием для применения такого алгоритма является поступление в уровнемер из системы АСУ ТП сигналов, информирующих о режиме работы аппаратуры наполнения и опорожнения резервуара. При этом в ЗПП происходит предсказание расстояния на основе оценки скорости изменения уровня продукта непосредственно перед входом в ЗПП.

Три указанных алгоритма используются в радиоволновом уровнемере Барс -351/352, серийно выпускаемом Рязанским приборостроительным предприятием «Контакт-1». Включение каждого из них осуществляется обслуживающим персоналом исходя из конкретной помеховой обстановки, оцениваемой при вводе уровнемера в режим эксплуатации.

Снижение влияния нелинейности МХ

Для снижения влияния нелинейности МХ возможны следующие пути [20]: компенсация нелинейности за счёт внесения предискажений в модулирующее напряжение; коррекция результата расчёта расстояния или учёт нелинейности при таком расчёте и использование цифрового синтеза частоты зондирующего сигнала.

Первый вариант заключается [20, 21] в оценке нелинейности МХ и вычислении величины компенсирующей добавки. Оценку нелинейности целесообразно выполнять оперативно в процессе работы уровнемера, так как она изменяется при изменении температуры и с течением времени. Один вариант определения компенсирующей добавки заключается в определении степени неравномерности $\eta(t_j) = (T_{rj} - T_{rcp})/T_{rcp}$ периодов рабочего

СРЧ T_{rj} , где $T_{rcp} = \sum_{j=1}^{M-1} T_{rj} / (M-1)$, и определении корректирующей добавки:

$$u_{kk}(t_j) = K_U \sum_{n=1}^j \eta(t_n) (t_n - t_{n-1}) / [1 - \eta(t_j)]. \quad (21)$$

Затем производится вычисление модулирующего напряжения (21)

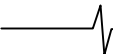
$$u_{modk}(t_j) = u_{mod(k-1)}(t_j) + \alpha u_{kk}(t_j). \quad (22)$$

При этом удаётся компенсировать нелинейность МХ до приемлемого уровня, при котором погрешность измерения расстояния уменьшается в 10–20 раз.

Второй вариант заключается в коррекции результата расчёта расстояния путём вычисления корректирующего коэффициента K_{MB} с использованием оценок параметров \bar{F} , \bar{f} , \bar{k}_f , $\Delta\bar{F}_\sigma$, φ модели нелинейности МХ, полученным по рабочему СРЧ:

$$K_{MB} = K_B \bar{F} \times \left\{ \frac{A_0(2\bar{f}_n + \bar{k}_f)}{\bar{F}(\bar{f}_n + \bar{k}_f) + 2\Delta\bar{F}_\sigma[\sin(\bar{F} + \varphi) - \sin\varphi]} + \frac{2\bar{F}\Delta\bar{F}_\sigma[\sin(\bar{F} + \varphi) - \sin\varphi] \sum_{m=0}^N \frac{A_m}{\bar{F}^2 - (2\pi m)^2}}{\bar{F}(\bar{f}_n + \bar{k}_f) + 2\Delta\bar{F}_\sigma[\sin(\bar{F} + \varphi) - \sin\varphi]} \right\} \quad (23)$$

На этот коэффициент делится результат расчёта



расстояния по (6). Моделирование процесса измерения показывает, что такой метод борьбы с влиянием нелинейности позволяет уменьшить погрешность в 10 – 20 раз и привести её к приемлемому уровню.

Третий вариант снижения влияния нелинейности МХ заключается в её учёте при расчёте расстояния [20 – 22] и используется при обработке нулей СРЧ. При этом возможны два способа учёта. Первый способ основан на оценке доли x крайних периодов СРЧ, попавших на границы периода анализа:

$$R = \delta_r(k+x), \quad (24)$$

где k – целое число периодов СРЧ внутри периода анализа.

Оценка величины x производится с помощью интерполяции путем учета положения нескольких нулей, расположенных в непосредственной близости от границ интервала анализа и по одному нулю за этой границей. Моделирование описанного способа показывает, что погрешность снижается примерно в 10 раз.

Второй способ учёта основан на аппроксимации зависимости периодов СРЧ от времени полиномом степени n :

$$F = \sum_{i=0}^n a_i t^i. \quad (25)$$

Используя результаты измерения зависимости моментов t_i появления нулей СРЧ от времени и временных положений t_n и t_0 двух импульсных сигналов, полученных в моменты совпадения излучаемых и эталонных частот, можно составить систему из $n+3$ линейных уравнений относительно $n+1$ -го неизвестных коэффициентов a_i , частоты появления первой характерной точки сигнала разностной частоты F_1 и диапазона перестройки частоты Δf_1^f между двумя соседними характерными точками СРЧ. Решение этой системы уравнений позволяет найти величину диапазона перестройки частоты при ЧМ Δf_1^f , соответствующей изменению фазы СРЧ на π . По этой величине вычисляется расстояние:

$$R = \frac{c}{4\Delta f_1^f}. \quad (26)$$

Моделирование работы этого алгоритма показывает, что погрешность резко уменьшается с увеличением расстояния. Причём даже на самом минимальном расстоянии выбором степени полинома (25) можно обеспечить приемлемые результаты.

Заключение

В результате работы, проделанной авторами в течение ряда лет, создана теория прецизионного измерения уровня заполнения промышленных резервуаров. Подробно исследованы условия практического использования подобных приборов, возможности снижения методической погрешности измерения расстояния, влияние на погрешность различных дестабилизирующих факторов и меры по снижению соответствующих составляющих погрешности. Большое внимание уделено работе уровнемеров в сложной помеховой обстановке. Полученные результаты позволяют успешно проектировать уровне-

меры различного назначения, что подтверждено опытом практической работы над семейством уровнемеров серии «Барс», выпускаемых серийно на ООО предприятие «Контакт-1».

Литература

1. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. – М.: Энергоатомиздат. 1989. – 208 с.
2. Johanngeorg O. Radar application in level measurement, distance measurement and nondestructive material testing // 27-th European microwave conference. September 8-12, 1997. – P. 1113-1121.
3. Королёв А.Н. Работы ГНПП «Исток» в области ближней радиолокации // Электронная техника. Серия 1. СВЧ-техника. – 1998. – Вып. 1(471). – С.3-14.
4. Komarov I.V., Smolskiy S.M., Fundamentals of Short-Range FM Radar. – Artech House Publishers; Norwood, MA. 2003. – 289 p.
5. Виницкий А.С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. – М.: Советское радио, 1961. – 495 с.
6. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Смольский С.М., Шахтарин Б.И. Прецизионные промышленные системы ЧМ-радиолокации ближнего действия. Методическая погрешность измерения и её минимизация // Успехи современной радиоэлектроники. – 2008. № 2, С.3-23.
7. Пат. 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.
8. Пат. 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.
9. Езерский В.В., Кагаленко Б.В., Болонин В.А. Адаптивный частотно-модулированный уровнемер. Анализ составляющих погрешности измерения // Датчики и системы. 2002. № 7. С. 44.
10. Езерский В.В. Методическая погрешность датчика расстояния на базе частотно-модулированного дальномера с весовым сглаживанием погрешности дискретности. // Измерительная техника. 2003. № 9, с. 22.
11. 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 Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение. 6-я Международная конференция Вып. VI – 2. Москва. 2004. С. 26-28.
12. Хэррис Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИР. – 1978. – Т. 66, №1 – С. 60-96.
13. Соколов И.Ф., Вакман Д.Е. Оптимальные линейные синфазные антенны с непрерывным распределением тока. – Радиотехника и электроника. № 1, 1958 г. С. 46 – 55.
14. Марфин В.П., Кияшев А.И., Розенфельд Ф.З., Израильсон В.М., Атаянц Б.А., Кагаленко Б.В., Мещеря-

ков В.П. Радиоволновый бесконтактный уровнемер повышенной точности. // Измерительная техника. – 1986. – № 6. С. 46-48.

15. Тихонов В.И. Оптимальный приём сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. 320 с.

16. Паршин В.С. Измерение частоты сигнала биений методом максимального правдоподобия для повышения точности измерения расстояния в ЧМ дальномерах // Научная сессия, посвященная Дню радио. – Труды Российского НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова. – Тезисы докладов конференции: М. – 2006. – Выпуск 61.- Т.1. – С.321-324

17. Паршин В.С. Следящий измеритель частоты сигнала биений радиодальномера с частотной модуляцией излучаемого сигнала // Цифровая обработка сигналов и ее применение. – Труды Российского НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова. – Тезисы докладов конференции. – Москва. – 2008. – Выпуск 10. – Т.1. – С.395-398.

18. Патент 2410650 РФ, МКИ G01F 23/284, G01S13/34. Способ измерения уровня материала в резервуаре / Атаянц Б.А., Паршин В.С., Езерский В.В. Заявл. 01.11.2008, Оpubл. 27.01.2011, Бюл. № 3.

19. Патент 2399888 РФ, МКИ G01F 23/284, G01S13/34. Способ измерения уровня материала в резервуаре / Атаянц Б.А., Паршин В.С., Езерский В.В., Мирошин С.В. / Заявл. 26.01.2009, Оpubл. 20.09.2010, Бюл №26.

20. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Смольский С.М., Шахтарин Б.И. Проблема шумов и нелинейности модуляционной характеристики передатчика в прецизионных про-

мышленных системах ближней частотной радиолокации / Успехи современной радиоэлектроники. – 2008. № 3. – С.3-29.

21. Патент 2234716 РФ, МКИ G01 S 13/34. Способ формирования зондирующего частотно-модулированного сигнала для дальномера с периодической частотной модуляцией. / Б.А. Атаянц, И.В. Баранов, В.А. Болонин, В.М. Давыдочкин, В.В. Езерский, Б.В. Кагаленко, В.А. Пронин. № 2003105992/09; Заявл. 04.03.2003; Оpubл. 20.08.2004, Бюл. № 23.

22. Баранов И.В., Езерский В.В. Учет нелинейности модуляционной характеристики передатчика при весом усреднении разностной частоты в частотных дальномерах промышленного применения. // Вестник РГРТУ – Рязань, РГРТУ, 2011 – Вып. 1 (35), С. 35-41.

ALGORITHMS OF DIGITAL PROCESSING OF SIGNALS OF A LEVEL GAUGE ON THE BASIS OF A FREQUENCY RANGE FINDER OF INDUSTRIAL APPLICATION

Atajants B. A, Ezerski V. V, Parshin V. S.

Main principles of construction of precision level gauges with the frequency modulation, intended for high-precision measurement small and over small distances in industrial systems of automatic control of technological processes are considered. Working conditions are analysed and the algorithms providing necessary properties of a level gauge in various working conditions are offered.

УВАЖАЕМЫЕ КОЛЛЕГИ!

Российское НТОРЭС им. А.С.Попова совместно с Рязанским государственным радиотехническим университетом, Рязанским филиалом ОАО «ЦентрТелеком», ОАО «Телефонная компания «СОТКОМ» и другими организациями проводит в Рязани 17-ю Международную научно-техническую конференцию «Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций».

Приглашаем Вас принять участие в работе конференции, которая состоится с **6 по 8 мая 2012 года** в городе Рязани на базе РГРТУ и посвящена 60-летию РРТИ-РГРТА-РГРТУ

Основные направления работы конференции:

- организация сбора и передачи информации;
- передача и обработка информации в системах многоканальной связи;
- мобильные телекоммуникации, средства и системы беспроводной связи;
- передача и обработка информации в телевидении и радиовещании;
- обработка и передача геоинформации;
- обработка и распознавание изображений в бортовых видеоинформационных системах;
- методы и устройства цифровой обработки информации;
- алгоритмическое и программное обеспечение вычислительных сетей;
- защита информации в сетях и системах телекоммуникаций;
- моделирование процессов передачи и обработки информации.