ОЦЕНКИ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ ДАЛЬНОСТИ ДО ОТРАЖАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ С ПОМОЩЬЮ РАДИОДАЛЬНОМЕРА С ЧАСТОТНО – МОДУЛИРОВАННЫМ СИГНАЛОМ

Паршин В.С.

ООО «Контакт-1» (г.Рязань)

В современных системах контроля и управления различного рода технологическими процессами часто требуется измерять малые расстояния (от единиц до десятков метров) с погрешностью, не превышающей долей миллиметра. Такая задача может быть решена с помощью радиолокационных дальномеров с частотной модуляцией зондирующего сигнала. В том случае, когда используется пилообразный закон изменения частоты излучаемого сигнала, сигнал биений, снимаемый с выхода смесителя приемника, на интервале времени $\left(0, T_м/2\right)$ можно представить, пренебрегая составляющими с удвоенной частотой, в виде

$$y(t) = S(t) + \xi(t) = S_0 \cos\left[\left(\omega_0 + \frac{2\Delta\omega t}{T_m}\right)t_з + \varphi_м\right] + \xi(t), \qquad (1)$$

где ω_0 – минимальное значение частоты передатчика; $\Delta\omega$ – диапазон перестройки частоты передатчика; T_m – период модуляции; S_0 - амплитуда сигнала; $\varphi_м$ – фаза сигнала, зависящая от фазочастотной характеристики СВЧ тракта и диэлектрических свойств отражающей поверхности; $t_з$ - время распространения сигнала, соответствующая удвоенному расстоянию до отражающей поверхности; $\xi(t)$ - белый нормальный шум с односторонней спектральной плотностью N_0.

Современные высокопроизводительные сигнальные процессоры позволяет реализовывать в реальном времени алгоритмы оценок параметров радиосигналов, по своим основным характеристикам (смещение и дисперсия оценки) приближающиеся к оптимальным. С другой стороны, имеющаяся элементная база позволяет создавать радиоволновые дальномеры, имеющие стабильные во времени характеристики, что позволяет обеспечить минимальный уровень нелинейных искажений и малые фазовые шумы сигнала на выходе смесителя. Учитывая, что на практике распределение величины $t_з$, как правило, равномерно, а отношение сигнал/шум достаточно велико (не менее 40-50 дБ), для нахождения оценки времени задержки целесообразно использовать метод максимального правдоподобия, учитывая, что он является асимптотически эффективным и несмещенным, а отмеченная стабильность характеристик дальномера снимает многие ограничения на его использование. Вид логарифма функции правдоподобия для дискретного сигнала с неизвестными параметрами, принимаемого на фоне белого нормального шума, хорошо известен [1-3]

$$\ln F(S_0, t_з, \varphi) = -\frac{1}{N_0}\sum_{i=1}^{m}\left[y(t_i) - S(t_i, S_0, t_{з,}\varphi_м)\right]^2 \Delta, \qquad (2)$$

где m - число отсчетов; Δ - шаг дискретизации.

Отметим, что экстремумы логарифма функции правдоподобия (3) повторяются с периодом, равной величине $t_n = \lambda/2c$, где λ -длина волны передатчика; c - скорость света.

Определим предельную точность оценки времени задержки $t_з$ сигнала при использовании метода максимального правдоподобия. Посколько метод максимального правдоподобия асимптотически эффективен, то достаточно найти нижнюю границу дисперсии оценок, определяемую неравенством Рао-Крамера. Найдем вначале нижнюю границу дисперсии оценки времени запаздывания, полагая, что фаза $\varphi_м$ известна, а затем получим нижнюю границу для оценоки времени $t_з$ при неизвестной фазе $\varphi_м$ сигнала.

Проводя необходимые вычисления и учитывая, что измеряемая дальность R определяется как $R = 2t_з c$, нижнюю границу для дисперсии оценки $\hat{R}$ дальности можно представить в следующем виде

$$D(\hat{R}) = \frac{N_0 c^2}{2E\left(\frac{\omega_0^{\ 2}}{2} + \frac{\omega_0 \Delta\omega}{2} + \frac{\Delta\omega^2}{6}\right)} \qquad (3)$$

Полученное выражение имеет ясное физическое толкование. Очевидно, что с ростом отношения сигнал/шум дисперсия оценки дальности уменьшается. Увеличение девиации приводит к увеличению числа периодов СРЧ на интервале времени $\left(0, T_m/2\right)$, что позволяет более точно измерять частоту сигнала биений и, следовательно, дальность до измеряемого уровня. Кроме того, дисперсия $D(\hat{R})$ уменьшается с увеличением несущей частоты ω_0 передатчика РД ЧМ, что также объяснимо, так как с одной стороны, это позволяет увеличить девиацию, и, с другой стороны, сделанное предположение о знании фазы сигнала предполагает, наряду со знанием фазы $\varphi_м$, знания фазовой добавки $\omega_0 t_з$, что позволяет осуществлять измерение дальности с высокой точностью. Для современных радиоволновых дальномеров первое слагаемое в знаменателе формуле (3) на 2-4 порядка больше, чем второе и третье слагаемые, так что нижнюю границу дисперсии оценки дальности при априорно известной фазе $\varphi_м$ можно представить в виде $D(R) \approx \frac{N_0}{2E}\frac{2c^2}{\omega_0^{\,2}}$, (4)

то есть нижняя граница дисперсии оценки дальности при полностью известной фазе сигнала уменьшается пропорционально квадрату несущей частоты передатчика.

Однако в процессе эксплуатации дальномера фаза $\varphi_м$ может быть неизвестна или меняться с течением времени в зависимости от диэлектрических свойств отражающей поверхности, так что задача оценки времени запаздывания сводится к задаче нахождения максимума максиморума функции (2), то есть к задаче совместной оценке величин $t_з$ и $\varphi_м$. Вычисляя необходимые производные, составляя корреляционную матрицу оценок [2] и находя ее определитель, выражение для дисперсии оценки расстояния может быть представлено в виде

$$D(\hat{R}) = \frac{N_0}{2E}\frac{6c^2}{4\Delta\omega^2}, \qquad (5)$$

Из формул (4-5) можно определить величину проигрыша в дисперсии оценки дальности при априорно неизвестной фазе сигнала (проигрыш составляет величину $3\omega_0^{\,2} / 4\Delta\omega^2$).

При измерении дальности до отражающей поверхности жидких сред в замкнутых объемах возникают специфические особенности.. Наряду с отражениями от уровня, дальность до которого необходимо измерить, могут иметь место отражения от элементов конструкции резервуара и от его дна. С учетом мешающих отражений сигнал биений на интервале времени $(0, T_m/2)$ можно представить в виде суммы

$$y_м(t) = S(t) + \sum_{l=1}^{L} S_l(t) + \xi(t) = S_0 \cos\left[\left(\omega_0 + \frac{2\Delta\omega t}{T_m}\right)t_з + \varphi_м\right] + \qquad (6)$$

$$+\sum_{l=1}^{L} S_{0l} \cos\left[\left(\omega_0 + \frac{2\Delta\omega t}{T_m}\right)t_{зl} + \varphi_l\right] + \xi(t),$$

где L - количество мешающих отражателей.

Когда l - тая отражающая поверхность в процессе эксплуатации РД ЧМ не закрывается жидкой средой, частота, амплитуда и фаза l - того сигнала в (6) не зависят от расстояния до измеряемого уровня. Положение меняется в том случае, когда l - тая отражающая поверхность находится под слоем жидкости (отметим, что такой отражающей поверхностью может быть дно резервуара). В этом случае величины S_l, $t_{зl}$ $l = \overline{1, L}$ являются функцией расстояния от уровня содержимого в резервуаре до l - той отражающей поверхности, а фаза φ_l определяется диэлектрическими свойствами l - того мешающего отражателя. Логарифм функции правдоподобия для этого случая во временной области может быть представлен в виде

$$\ln F(S_0, t_з, \varphi_м) = -\frac{1}{N_0}\sum_{n=1}^{K}\left[y(t_n) - S\left(t_n, S_0, t_з, \varphi_м\right) - \sum_{l=1}^{L} S_l(t_n)\right]^2 \Delta, \qquad (7)$$

где K - число отсчетов СРЧ на интервале времени $(0, T_m/2)$; $\Delta = T_m/2K$.

Для одновременной максимизации функции (7) по всем $3(L+1)$ параметрам можно использовать различные итеративные алгоритмы. В общем случае, особенно при больших L, для нахождения максимума функции (7) требуется большие вычислительные затраты, причем не гарантируется нахождение главного максимума. К тому же, при измерении дальности интенсивность отражений от дна резервуара может превышать интенсивность отражений от поверхности уровня жидкой среды, что затрудняет идентификацию времени задержки, соответствующей полезному сигналу. Уменьшить вычислительные затраты при измерении дальности до уровня жидкой среды при наличии мешающих отражений позволяет использование методов параметрического спектрального анализа [4], которые обеспечивают существенно более высокое разрешение по частоте по сравнению алгоритмам БПФ. Однако методы параметрического спектрального анализа наиболее эффективны в сочетании с анализом сигнала (1) в базисе Фурье или непосредственно используют его при формировании псевдоспектров [4]. Учитывая, что при работе в сложной помеховой ситуации обязательной вычислительной процедурой при анализе сигнала биений является вычисление спектра в базисе Фурье,) целесообразно представить и логарифм функции правдоподобия в спектральной области. Учитывая, что совместное распределение реальной и мнимой части комплексного спектра Фурье нормально [5], логарифм функции правдоподобия в спектральной области можно представить в следующем виде

$$\ln F(S_0,t_з,\varphi_м)=-\frac{1}{N_0}\sum_{i=i1}^{i=i2}\left\{\left[\mathrm{Re}\,y(j\omega_i)-\mathrm{Re}\,S(j\omega_i,S_0,t_з,\varphi_м\right]^2+\ +\left[\mathrm{Im}\,y(j\omega_i)-\mathrm{Im}\,S(j\omega_i,S_0,t_з,\varphi_м\right]^2\right\}\quad(8),$$

где индексы $i1$ и $i2$ определяют тот диапазон частот, в пределах которого ищется максимум функции $\ln F(S_0,t_з,\varphi_м)$.

В общем случае могут использоваться все спектральные составляющие, которые вычисляются с помощью алгоритма БПФ.

Сразу сделаем следующую оговорку. Для измерения времени задержки целесообразно использовать логарифм функции правдоподобия (8). Использование для этой цели логарифма функции отношения правдоподобия в спектральной области, то есть функции

$$\ln l(\ S_0,t_з,\varphi_м)=\sum_{i=i1}^{i=i2}\{\mathrm{Re}\,y(j\omega_i)\mathrm{Re}(j\omega_i,S_0,t_з,\varphi_м)+\qquad(9)$$

$$+\mathrm{Im}(j\omega_i)\mathrm{Im}(j\omega_i,S_0,t_з,\varphi_м)-\frac{1}{2}G(j\omega_i,S_0,t_з,\varphi_м)\},\ \text{где}\quad G(j\omega_i,S_0,t_з,\varphi_м)=\frac{2}{T_m}\left|S(j\omega_i,S_0,t_з,\varphi_м)\right|^2.$$

будет приводить к смещению оценки времени запаздывания $t_з$. Величина смещения будет особенно заметна при измерении достаточно малых частот (то есть единиц периода разностной частоты на интервале наблюдения). Причина смещения оценки – влияния боковых лепестков спектра вычисленного на отрицательных частотах на форму спектра, вычисленного на положительных частотах. Для уменьшения смещения оценки величины $t_з$ можно воспользоваться различными окнами просмотра данных [6], то есть умножить сигнал, принимаемый в общем случае на фоне шума, на некоторую весовую функцию $\nu(t)$:

$$y(t)=[S_1(t)+\xi(t)]\nu(t)=S_1(t)\nu(t)+\xi(t)\nu(t),\qquad(10)$$

с помощью чего можно существенно ослабить величину боковых лепестков. Однако при этом происходит расширении главного лепестка, что приводит к увеличению влияния шума.

В общем случае для нахождения экстремума функции (9) необходим ее анализ в диапазоне частот, определяемыми индексами в формуле (8). Такая процедура вычислений требует быстродействующих процессоров при ограничениях на время поиска экстремума. Сократить общее время, необходимое для оценки времени задержки может двухэтапная процедура вычислений. На первом этапе осуществляется предварительная оценка времени $t_з$, позволяющая тем не менее измерить время задержки с точностью, гарантирующей попадание в окрестности максимума логарифма функции правдоподобия и исключающее появление аномальных ошибок. Экспериментальные исследования показали, что предварительную оценку частоты сигнала биений $\omega=2\Delta\omega t_з/T$, целесообразно осуществляется с помощью алгоритма [2]

$$A(\hat{\omega})=\max_{\omega}.\qquad(11)$$

Наиболее эффективная процедура нахождения частоты, на которой находится максимальная спектральная частота сигнала биений - использование для интерполяции спектра, вычисляемого с помощью алгоритма БПФ на кратных частотах (то есть на частотах, кратной частоте $2/T$) сплайн – интерполяции кубическим полиномом в пределах главного лепестка спектра сигнала биений. Для уменьшения смещения оценки частоты, вызванных влиянием боковых лепестков спектра, при предварительной оценке задержки целесообразно использовать окна просмотра данных.

На втором этапе находится максимум функции (8) с помощью итеративных алгоритмов в интервале, величина которого определяется дисперсией предварительной оценки величины $t_з$.

Для достижения потенциальной точности измерения времени задержки $t_з$ необходимо в процессе измерений уточнять значение фазы $\varphi_м$. Периодический режим работы дальномера позволяет, учитывая соотношение

$$\varphi_н=\omega_0 t_з+\varphi_м,\qquad(12)$$

где $\varphi_н$ - начальная фаза сигнала биений,

определить, зная оценку величины $t_з$, оценку фазы $\varphi_м$ на каждом интервале времени $(0,T_м/2)$, а затем, усредняя полученные результаты, получить значение оценки величины $\varphi_м$ с дисперсией, определяемой объемом используемой выборки. Разница амплитуды сигнала биений, снимаемого с выхода смесителя дальномера, и амплитуды опорного сигнала не является ограничением на использование для оценки времени $t_з$ алгоритма (8). Автоматическая регулировка усиления позволяет поддерживать амплитуду сигнала биений достаточно стабильной, не оказывающей заметного влияния на результаты измерения. С другой стороны, большое отношение сигнал/шум позволяет использовать для выравнивания амплитуд сигнала (1) и опорного сигнала инвариантные преобразования. Наиболее удачное преобразование имеет вид

$$y'(t_i) = y(t_i) \bigg/ \left\{ \sum_i \left[y^2(t_i) \right] \right\}^2 . \qquad (13)$$

Можно отметить, при отношении сигнал/шум 40-50 дБ преобразование (13) практически не увеличивает дисперсию оценки времени задержки. Паразитная амплитудная модуляция, возникающая из – за зависимости коэффициента передачи СВЧ тракта от частоты, также практически не увеличивает дисперсию оценки времени задержки при использования алгоритма (8), вызывая несущественное смещение оценки параметра $t_з$.

Литература

1. Куликов Е.И., Трифонов А.П. Оценка параметров сигналов на фоне помех.- М. Сов. радио, 1978 г., 296 с.
2. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Сов. радио, 1983г. 320 с.
3. Сосулин Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов.- М. Сов. радио, 1978 г., 320 с.
4. Марпл. – мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – С.385-376 с.
5. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения. Т.1. – М.:Мир, 1972.
6 Хэррис Ф. Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье.// ТИИР, т. 66, №1, 1978.

ESTIMATIONS OF THE MAXIMAL PLAUSIBILITY OF RANGE UP TO A REFLECTING SURFACE WITH THE HELP OF A RADIORANGE FINDER WITH IT IS FREQUENCY - THE MODULATED SIGNAL

Parshin V.
Society with limited liability " Kontakt - 1 " (Ryazan)

In modern monitoring systems and managements of a various sort of technological processes frequently it is required to measure small distances (from units up to tens meters) with a margin error not exceeding share of millimeter. Modern high-efficiency alarm processors allows to realize in real time algorithms of estimations of parameters of radio signals, under the basic characteristics (displacement and a dispersion of an estimation) coming nearer to optimum. On the other hand, the available element base allows to create the radio wave range finders having stable characteristics in time that allows to provide a minimum level of nonlinear distortions and small phase noise of a signal on an output of the amalgamator. Taking into account, that in practice the attitude signal-noise is great enough (not less than 40-50 dB), for a presence of an estimation of time of a delay is expedient to use a method of the maximal plausibility, taking into account, that it is asymptotically effective and unbiased, and the marked stability of characteristics of a range finder removes many restrictions on its use.

In work limiting accuracy of an estimation of distance is determined at use of a method of the maximal plausibility. The bottom border of a dispersion of an estimation of the range, determined Rao-Kramer's by inequality, it is possible to present in the following kind at completely known phase of a signal $D(R) \approx \frac{N_0}{2E} \frac{2c^2}{\omega_0{}^2}$, where c - speed of light; ω_0 - the minimal value of frequency of the transmitter; N_0 - spectral density of noise; E - energy of a signal.

In that case when the phase of a signal is unknown, the bottom border of a dispersion of an estimation of range will be defined as $D(\hat{R}) = \frac{N_0}{2E} \frac{6c^2}{4\Delta\omega^2}$, where $\Delta\omega$ -a range of reorganization of frequency of the transmitter.

In the report it is shown, that at work in complex interfering it is expedient to situation to present the logarithm of function of plausibility in spectral area. It is shown, that use of function of the attitude of plausibility because of influence of lateral petals of the spectrum calculated on positive and negative frequencies, it is inexpedient, as its use will result in displacement of an estimation of range Procedure of a presence of the main maximum of function of the plausibility is offered in two stages, allowing to reduce computing expenses. The procedure is offered, allowing to estimate a total phase of a signal on an output тof the amalgamator of the receiver of a range finder that allows to provide potential accuracy of measurement of range in a limit. It is shown, that absence of aprioristic data on amplitude of a signal is not restriction on applicability of a method of the maximal plausibility for measurement of distance in range finders with frequency modulation emitted a signal. Automatic adjustment of amplification allows to support amplitude of a signal beat enough stable, not rendering appreciable influence on results of measurement. On the other hand, the big attitude signal-noise allows to use for alignment of amplitudes of a signal from an output of the amalgamator of the receiver and a "basic" signal invariant transformations. It is possible to note, at the attitude signal-noise 40-50 dB such transformations practically does not increase a dispersion of an estimation of distance.