

Подбор параметров моделей при обработке сигнала узкополосного радиоволнового датчика

Д. В. ХАБЛОВ

Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН, Москва, Россия,
e-mail: dkhablov@mail.ru

Рассмотрен новый метод обработки сигнала разностной частоты частотно-модулированного сверхвысокочастотного датчика расстояний, основанный на подборе модели сигнала в виде синусоиды с тремя независимыми параметрами — амплитудой, частотой и фазой, что позволяет исключить погрешность дискретности, свойственную спектральному методу обработки.

Ключевые слова: радиоволновый датчик, частотная модуляция, сверхвысокие частоты, генератор, антенна, уровнемер.

A new signal processing method for differential frequency of FM microwaves distance sensor, based on selection of signal model parameters — amplitude, frequency and phase of sine wave is considered. Such approach allows to exclude the discrete error of spectral processing.

Key words: radio wave sensor, frequency modulation, ultrahigh frequencies, oscillator, antenna, level meter.

В автоматизированных системах управления технологическими процессами уровень жидких и сыпучих сред контролируют с помощью бесконтактных промышленных уровнемеров, использующих радиоволновые методы измерений расстояний. Крайне низкая чувствительность датчиков расстояний к таким возмущающим факторам, как высокая температура, химическая агрессивность окружающей среды, загазованность, делают их в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ) практически безальтернативными [1]. Наибольшее распространение нашли методы, основанные на принципе работы дальномера с частотной модуляцией (ЧМ) зондирующего излучения СВЧ-диапазона электромагнитных волн. Метод основан на зондировании контролируемой поверхности ЧМ СВЧ электромагнитными волнами по нормали к ней, приеме отраженных волн и выделении на смесителе низкочастотного сигнала разностной частоты (РЧ), которая прямо пропорциональна времени распространения волны до поверхности и обратно, а, следовательно, расстоянию до нее. Таким образом, измерение расстояния сводится к определению РЧ. Точность метода характеризуется методической погрешностью дискретности, которая обратно пропорциональна диапазону перестройки частоты при ЧМ.

Впервые метод начали применять в авиационных высокотомерах, для которых погрешность 0,5—1 м при диапазоне перестройки частоты 100—150 МГц считается приемлемой на высоте до 200 м. Малая инерционность, низкая стоимость и простота метода сделали его чрезвычайно популярным. Однако для измерений расстояний в диапазоне 0,5—30 м, характерных для промышленного применения, необходимый диапазон перестройки частоты должен уже составлять 1—2 ГГц, чтобы достичь погрешности измерений порядка 7,5—3,25 см. Эту погрешность можно уменьшить с помощью специальных спектральных процедур обработки [2]. Подобное увеличение полосы частот неизбежно приводит к удорожанию всех активных и пассивных компонентов уровнемера. Ужесточаются требования к линейности перестройки частоты и стабильности задающего генератора, равномерности амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) трактов и ан-

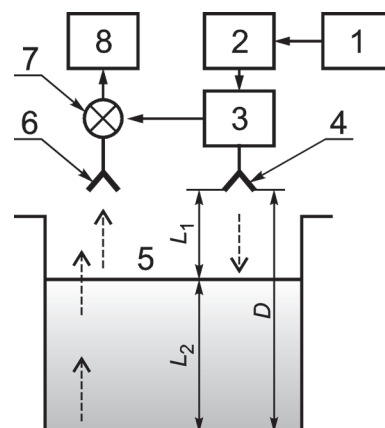
тенны устройства. Кроме этого, на точность измерений сильнее влияют паразитные отражения от стенок и других технологических конструктивных элементов. Поэтому весьма актуальна задача уменьшения полосы частот устройства, а это требует развития новых методов обработки сигнала РЧ.

Структурная схема и принцип действия ЧМ СВЧ-уровнемера. На рис. 1 приведена структурная схема уровнемера, применяемого в промышленности. Генератор линейно изменяющегося напряжения 1 модулирует частоту СВЧ-генератора 2 по линейному закону. С его выхода электромагнитные колебания через направленный ответвитель 3 поступают на антенну 4 и излучаются в сторону контролируемой поверхности 5. Отраженные электромагнитные волны, пройдя путь до поверхности L_1 и обратно, принимаются антенной 6 и подаются на смеситель 7 вместе с частью излучения от направленного ответвителя 3. На выходе смесителя формируется сигнал РЧ, который поступает в вычислительное устройство 8.

Принцип действия таких СВЧ измерительных устройств основан на измерении времени τ распространения электромагнитной волны после отражения от контролируемой среды. При использовании линейной частотной модуляции

Рис. 1. Структурная схема ЧМ СВЧ-уровнемера:

1 — модулирующий генератор; 2 — СВЧ-генератор; 3 — направленный ответвитель; 4, 6 — передающая и приемная антенны; 5 — контролируемая поверхность; 7 — смеситель; 8 — вычислительное устройство



с периодом T_M скорость изменения частоты или первая производная по времени будет равна $\Delta f_M / T_M$, где Δf_M — максимальное изменение несущей частоты. На смеситель поступают сигналы с текущей частотой и с той частотой, которая была за время τ до этого. На выходе смесителя выделяется синусоидальный низкочастотный сигнал РЧ $U(t)$ частотой f_1 , определяемой разностью частот сигналов, сдвинутых по времени на τ_1 . Поскольку $\tau_1 = 2L_1/c$, где c — скорость света в воздухе, частоту можно определить по формуле

$$f_1 = 2L_1\Delta f_M / (cT_M). \quad (1)$$

Этот сигнал является непрерывным только на отрезке времени $0—T_M$, далее несущая частота принимает исходное значение и процесс повторяется. В момент возврата возникает локальная неоднородность — зона обращения. Из (1) находят расстояние до контролируемой среды

$$L_1 = cf_1 T_M / (2\Delta f_M). \quad (2)$$

Методическая погрешность дискретности и способы ее уменьшения. Как следует из (1), (2), точность измерений расстояния целиком зависит от точности измерения РЧ. Очевидно, если ее измерять с помощью счетчика числа переходов через нуль, то абсолютная точность будет достигнута при расстоянии, когда на периоде T_M размещается целое число периодов РЧ. Однако такое положение возникает только на одной полуволне сигнала, поэтому появляется погрешность дискретности

$$\delta_L = c / (4\Delta f_M). \quad (3)$$

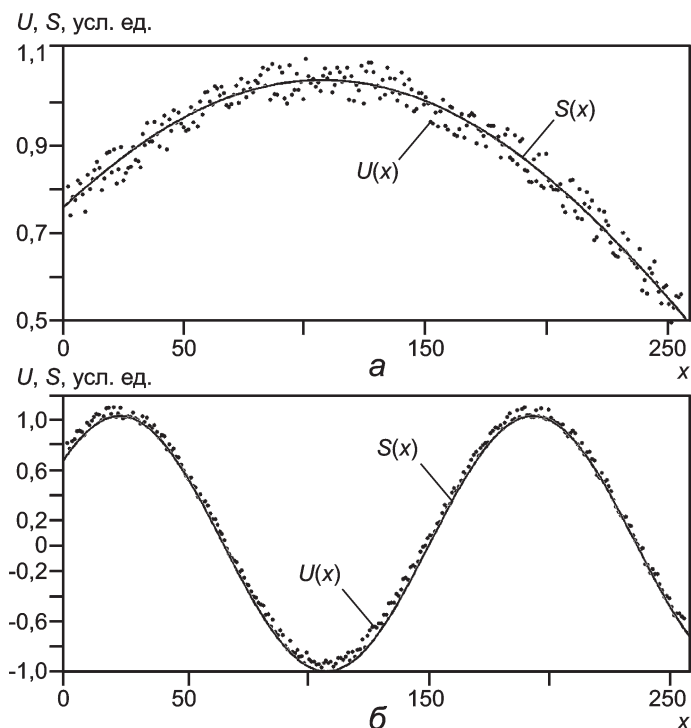


Рис. 2. Сигнал РЧ $U(x)$ и результат его аппроксимации $S(x)$:

а — $L_1 = 0,3$ м, $f_1 = 0,3$ Гц; б — $L_1 = 1,5$ м, $f_1 = 1,5$ Гц

Аналогичная погрешность будет и при использовании спектрального анализа при разложении сигнала РЧ с помощью преобразования Фурье. Поскольку в этом случае разложение происходит по целому числу гармоник, то первая из них соответствует одному периоду сигнала РЧ, вторая — двум периодам и т. д. Таким образом, значение частоты и соответственно расстояния будет вычислено только при целом числе периодов сигнала РЧ. Погрешность также будет равна половине его длины волны в соответствии с (3).

Уменьшению влияния δ_L в ЧМ-дальномерах сверхмалых расстояний посвящено много работ, из которых можно выделить четыре главные группы:

1) адаптивное управление параметрами ЧМ с целью так называемого «сшивания зон обращения» с последующим подсчетом числа переходов через нуль [2];

2) весовые методы усреднения РЧ, в том числе за счет дополнительной частотной модуляции [3, 4];

3) оценка РЧ по положению максимума спектральной плотности [5, 6];

4) использование вейвлет-преобразования [7].

Необходимость уменьшения δ_L с помощью специальных алгоритмов обработки сигнала биений вызвано также и тем, что в измерительных системах на основе ЧМ-дальномера нежелательно увеличивать диапазон перестройки несущей частоты Δf_M . Такое увеличение приводит к росту стоимости измерительной системы и увеличению искажений самого сигнала из-за расширения АЧХ передающих систем и трактов.

Две первые группы методов позволяют сгладить δ_L примерно в 10—20 раз, однако при этом они не являются оптимальными. Необходимость изменения параметров СВЧ-модуляции в процессе работы снижает экономичность, надежность и быстродействие устройства. Проявляются также дополнительные погрешности, связанные с управляющими сигналами, нестабильностью и нелинейностью частотных характеристик генератора, влиянием паразитной частотной модуляции и процедуры усреднения. На практике устройство должно обеспечивать высокую точность при минимальных значениях Δf_M и жестких, но стабильных частотных параметрах СВЧ-генератора, желательно без посторонних управляющих сигналов. Третья группа методов дает возможность получать существенно меньшую δ_L , однако требует значительного диапазона перестройки частот. Четвертая группа позволяет уменьшить Δf_M , однако использование прямого непрерывного вейвлет-преобразования связано с большими вычислительными затратами, чем спектральные методы, основанные на быстром преобразовании Фурье.

Измерение уровня на основе моделирования и параметрической оптимизации сигнала РЧ (однослойный вариант). Таким образом, главная проблема измерения РЧ — методическая погрешность дискретности и, как следствие, использование достаточно широкого диапазона частот, обычно 1—2 ГГц. Чтобы найти способ решения этой проблемы, применим спектральное преобразование Фурье. Его традиционно часто используют, поскольку метод прекрасно отработан, имеет быстрые решающие алгоритмы и заслуженно повсеместно используется для широкого круга задач. По сути, это представление некоей выборки сигнала в виде ряда синусоидальных функций с целым числом гармоник. Метод позволяет выделять частотные составляющие сигналов нескольких частот при анализе непрерывных длительных сигналов. Однако его применение в случае сигнала РЧ приво-

дит к значительному влиянию δ_L , что особенно сказывается при малом числе периодов этого сигнала при уменьшении Δf_m . Данная ситуация стимулирует развитие новых методов оценки РЧ.

Например, вместо гармонического ряда Фурье логично смоделировать сигнал РЧ в виде одной синусоиды с тремя независимыми параметрами:

$$S(x) = a_1 \sin(b_1 x + c_1), \quad (4)$$

где a_1 , b_1 , c_1 — соответственно амплитуда, частота и фаза модельного сигнала $S(x)$, аппроксимирующего реальный $U(x)$; x — индекс массива временных равномерных выборок на интервале T_m .

Путем последовательного подбора указанных параметров достигается максимальная степень совпадения с реальной выборкой сигнала. При этом точность измерений уже не будет зависеть от того, целое или дробное число периодов сигнала РЧ расположено на отрезке T_m . Стартовые значения параметров не должны сильно отличаться от результата поиска для обеспечения устойчивой сходимости.

Задача подбора параметров в (4) сводится к минимизации суммы квадратов погрешностей (SSE) между выборками данных y_i и смоделированными данными $\hat{y}_i$:

$$SSE = \sum_{i=1}^N w_i (y_i - \hat{y}_i)^2,$$

где N — число выборок; w_i — весовая функция.

Для удобства вычислений используют оценку в виде квадрата множественного коэффициента корреляции R^2 , который определяется через отношение суммы квадратов рег-

рессии $SSR = \sum_{i=1}^N w_i (\hat{y}_i - \bar{y})^2$ к сумме квадратов отклонений

от среднего значения $\bar{y}$ данных выборки $SST = \sum_{i=1}^N w_i (y_i - \bar{y})^2$:

$$R^2 = SSR/SST = 1 - SSE/SST. \quad (5)$$

Подобный подход позволяет оценивать точность подбора параметров уравнения (4) по степени близости R^2 к единице.

В качестве примера численного моделирования установим амплитуду сигнала РЧ, равной единице, $\Delta f_m = 150$ МГц при $T_m = 1$ с. Тогда РЧ f_1 (в герцах) будет соответствовать расстоянию до отражающей поверхности L_1 (в метрах) согласно (1), (2). Всего используем $N = 256$ выборок, а чтобы приблизить сигнал к реальной ситуации, добавим белый шум амплитудой 0,1. На рис. 2, а, б приведены реальный сигнал РЧ (точки) $U(x)$ и результат его аппроксимации (сплошная линия) $S(x)$ при расстояниях 0,3 и 1,5 м. Результаты подбора параметров в (4) считаем достоверными при $R^2 \geq 0,96$ согласно (5).

Результаты расчетов для нескольких расстояний выполнены в среде MATLAB и представлены в табл. 1, где $f_1 = b_1 N / (2\pi T_m)$, а L_1 вычислено по (2). Из табл. 1 следует, что погрешность δ_L существенно меньше погрешности дискретности спектрального метода, которая согласно (3) при $\Delta f_m = 150$ МГц равна 0,5 м. Погрешность больше при минимальном расстоянии и существенно уменьшается при его увеличении до 9,5 м. Следует обратить внимание, что для идентификации РЧ достаточно только трети периода (см. рис. 2), что невозможно при использовании любого другого метода.

Таблица 1
Результаты аппроксимации сигнала РЧ для разных L_1

L_1 , м	f_1 , Гц (заданное значение)	a_1	b_1	c_1	R^2	f_1 , Гц (расчетное значение)	δ_L , мм
0,3	0,3	1,048	0,007128	0,8092	0,9633	0,2900	10,0
1,5	1,5	1,013	0,03677	0,7376	0,9936	1,4981	1,9
4,0	4,0	1,005	0,09828	0,6768	0,9936	4,0013	-1,3
6,5	6,5	1,003	0,1595	0,6229	0,9935	6,4986	1,4
8,5	8,5	1,003	0,2086	0,5689	0,9967	8,4991	0,9
9,5	9,5	1,004	0,2332	0,5428	0,9935	9,5014	-1,4

Очевидно, для того, чтобы оптимизационная процедура работала устойчиво (т. е. всегда находилось решение), необходимо максимально близко к истинным задавать стартовые значения начальных параметров a_1^0, b_1^0, c_1^0 . Для этого алгоритм функционирования должен включать модуль обучения, который в течение процесса измерений при разных расстояниях выбирал бы и записывал в специальном архиве базовый массив стартовых значений. Тогда, в случае отсутствия сходимости процедуры оптимизации в начале измерений в случайный момент, есть возможность достичь ее путем перебора стартовых параметров из накопленного архива.

Измерение уровня и диэлектрической проницаемости среды (двухслойный вариант). До сих пор работу устройства при измерении уровня рассматривали без учета отражения от дна емкости с жидкостью, что наблюдается при существенной глубине резервуара и (или) при значительном поглощении жидкостью электромагнитных волн, например, при наличии воды в контролируемой среде. Тогда сигнал РЧ будет состоять из суммы двух синусоид — при отражении от поверхности и дна емкости.

Для исследования возможностей описанного метода измерений воспользуемся заданными параметрами из предыдущего примера: $\Delta f_m = 150$ МГц, $T_m = 1$ с, $N = 256$ выборок. Амплитуды первого и второго сигналов равны соответственно 10 и 1, а фазы — $\pi/4$ и $-\pi/2$. В этом случае для моделирования используем вариант с подбором параметров двух синусоид:

$$U_{PC} = a_1 \sin(b_1 x + c_1) + a_2 \sin(b_2 x + c_2). \quad (6)$$

Частоты определим из соотношения

$$f_i = b_i N / (2\pi T_m), i = 1, 2,$$

а расстояния — по формуле (2).

Для сходимости результатов подбора при оптимизации также, как и в предыдущем примере, необходимо предусмотреть массив стартовых значений параметров, формируемый на основе обучения. Результаты вычислений приведены в табл. 2.

Результаты аппроксимации сигнала РЧ для двухслойной среды

Слой i	f_i , Гц (заданное значение)	a_i	b_i	c_i	R^2	f_i , Гц (расчетное значение)	δ_f , Гц
1	0,65	10,02	0,016	0,7662	0,9986	0,6523	-0,0023
2	4,0	-0,09392	0,09799	-4,778	0,9986	3,9925	0,0075

Следует отметить высокую степень совпадения результатов аппроксимации и модельного массива выборок. На рис. 3 показаны результаты расчетов, где точками обозначен модельный сигнал РЧ $U(x)$ с шумовой составляющей и сплошной линией — его аппроксимация $S(x)$ после подбора параметров по (6).

Более высокочастотная составляющая соответствует общему времени задержки $\tau_1 + \tau_2$ распространения электромагнитной волны через слой воздуха толщиной L_1 (туда и обратно) и контролируруемую среду с диэлектрической проницаемостью ε , толщиной L_2 тоже туда и обратно. Формула (1) в данном случае примет вид

$$f_2 = (\tau_1 + \tau_2) (\Delta f_m / T_m) = f_1 + 2L_2 \sqrt{\varepsilon} \Delta f_m / (c T_m),$$

откуда

$$L_2 = c(f_2 - f_1) T_m / (2\Delta f_m \sqrt{\varepsilon}). \quad (7)$$

Данный метод можно использовать также для измерений ε контролируемой среды. При известном общем расстоянии D (см. рис. 1) от датчика до дна емкости $L_2 = D - L_1$ из (7) получим

$$\varepsilon = [cK(f_2 - f_1)/(D - cKf_1)]^2, \quad (8)$$

где $K = T_m / (2\Delta f_m)$.

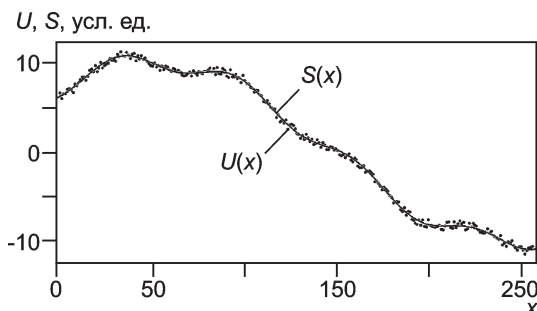


Рис. 3. Сигнал РЧ двухслойной среды $U(x)$ и результат его аппроксимации $S(x)$

Очевидно, если измерять частоты f_2, f_1 спектральным методом, то погрешность дискретности (2) существенно уменьшит точность нахождения ε . Дополнительное важное преимущество описанного метода состоит в том, что ε определяется для всего объема жидкости независимо от уровня наполнения емкости L_2 .

Выводы. Описанный метод можно применять для точного измерения РЧ. При этом высокая точность достигается в полосе частот всего 150 МГц вместо 1—2 ГГц как в промышленных уровнемерах. Следует отметить, что Δf_m можно

уменьшить до 50 МГц. Минимальное расстояние, соответствующее трети периода синусоиды сигнала РЧ, будет равно не 0,3 м, как прежде, а 0,9 м, что может быть приемлемым в большинстве случаев. Сужение полосы частот приводит к существенному снижению стоимости уровнемеров.

Возможности предложенного метода расширены при учете сигнала, отраженного от дна резервуара с контролируемой средой. Полученные результаты позволяют одновременно с измерением уровня контролировать состав среды путем оценки ее диэлектрической проницаемости по (8).

Литература

1. Викторов В. А., Лункин Б. В., Совлуков А. С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Энергоатомиздат, 1989.
2. Атаянц Б. А., Давыдовкин В. М., Езерский В. В., Паршин В. С., Смольский С. М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника, 2012.
3. Vossiek M., Heide P., Nalezinski M., Magory V. Novel FMCW radar system concept with adaptive compensation of phase errors // Proc. 26th EuMC. Prague (Czech Republic), 1996. P. 135—140.
4. Khablov D. V., Sovlukov A. S. Fast digital method for highly accurate distance determination by FM radar // Proc. IMEKO TC-4 Symp. Digital Measuring Instrum. Naples (Italy), 1998. V. 2. P. 819—821.
5. Езерский В. В., Давыдовкин В. М. Оптимизация спектральной обработки сигнала прецизионного датчика расстояния на основе частотного дальномера // Измерительная техника. 2005. № 2. С. 21—25; Ezerskii V. V., Davydochkin V. M. Optimization of the spectral processing of the signal of a precision distance sensor based on a frequency rangefinder // Measurement Techniques. 2005. V. 48. N. 2. P. 133—140.
6. Атаянц Б. А., Давыдовкин В. М., Езерский В. В., Лункин Б. В., Паршин В. С., Совлуков А. С., Хаблов Д. В. Повышение точности ЧМ радиолокационных промышленных уровнемеров // Труды XII Всерос. совещ. по проблемам управления. 2014. С. 6988—7000.
7. Хаблов Д. В. Повышение точности ЧМ-уровнемера при помощи вейвлет-преобразования // Датчики и системы. 2013. № 7. С. 52—56.

Дата принятия 14.10.2014 г.