

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА ПРИ ИЗМЕРЕНИИ ДАЛЬНОСТИ С ПОМОЩЬЮ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАЛЬНОМЕРОВ С ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМ СИГНАЛОМ

Паршин В.С., Езерский В.В.

Рязанская государственная радиотехническая академия

В современных системах контроля и управления технологическими процессами актуальной является задача точного и сверхточного измерения количества жидкого вещества, находящегося в некотором замкнутом объеме. Зачастую такая задача решается путём измерения уровня заполнения резервуаров контролируемой средой с погрешностью, не превышающей единиц и даже долей миллиметра на дальностях в десятки метров. Такая высокая точность измерения дальности (уровня до некоторой среды, которая может быть и высокоагрессивной) обеспечивается с помощью современных радиоволновых дальномеров с непрерывным частотно-модулированным излучением и определением дальности по разности частот между излучаемым и отраженным сигналом. В отсутствие помех многие способы обработки сигнала разностной частоты позволяют достаточно точно измерять частоту биений и, соответственно, достаточно точно измерять дальность. В ситуации, которая является типичной на практике, в сигнале разностной частоты присутствует и помеховая составляющая, которая вызвана отражениями от элементов конструкции резервуара, его стенок и от его дна. В этом случае при использовании пилообразного закона изменения частоты сигнал биений, снимаемый с выхода смесителя дальномера (без учета высокочастотных составляющих, которые подавляются фильтром низких частот) может быть представлен на интервале времени $0 \leq t \leq T/2$ в виде

$$\begin{aligned} s(t) &= s_c(t) + s_m(t) + \xi(t) = \\ &= S_c \cos\left(\omega_0 t_{zc} + 2\Delta\omega_d t_{zc} \cdot \frac{t}{T_{\text{мод}}} + \phi_c\right) + \\ &+ \sum_{m=1}^M S_m \cos\left(\omega_0 t_{zm} + 2\Delta\omega_d t_{zm} \cdot \frac{t}{T_{\text{мод}}} + \phi_m\right) + \xi(t), \end{aligned} \quad (1)$$

где ω_0 – минимальное значение частоты передатчика; $\Delta\omega_d$ – диапазон перестройки частоты передатчика; $T_{\text{мод}}$ – период модуляции; S_c , ϕ_c – амплитуда и фаза полезного сигнала; S_m , ϕ_m – амплитуда и фаза m -ого мешающего отражения; t_{zc} – задержка сигнала, соответствующая расстоянию до измеряемого уровня; t_{zm} – задержка сигнала, соответствующая расстоянию до m -го мешающего отражателя; M – число мешающих отражателей.

Наличие помеховых сигналов предопределяет переход в спектральную область для измерения частоты сигнала биений. В работах [1-3] предложены и исследованы различные алгоритмы, позволяющие измерять частоту сигналов по спектру наблюдений с достаточно высокой точностью. Следует отметить алгоритмы измерения, основанные на поиске максимальной спектральной составляющей и оценке средневзвешенной частоты спектра сигнала.

Однако далеко не всегда использование спектра в базисе Фурье позволяет устранить влияние помеховых сигналов до приемлемого значения. В том случае, когда полезный сигнал и помеха разрешаются по частоте, влияние боковых лепестков спектра помех сказывается на результатах измерения на дальностях в единицы метров от полезного сигнала до источника помехи. В том случае, когда сигнал и помеха не разрешаются, погрешность измерения дальности может достигать величины в десятки сантиметров, что, естественно, недопустимо.

Для дальнейшего уменьшения погрешности измерений возможно использование двух подходов.

Во первых, использовать алгоритмы измерения частоты, основанные на методе максимального правдоподобия [4]. Полагая, что сигнал биений наблюдается на фоне белого нормального шума и учитывая статистические характеристики спектров случайных процессов в базисе Фурье [5], логарифм функции правдоподобия можно представить в следующем виде

$$\ln L(\omega) = \sum_{i=1}^{N/2} \left\{ \left[\operatorname{Re} \hat{F}(j\omega) - \sum_{m=1}^M \operatorname{Re} F_m(j\omega) \right]^2 + \left[\operatorname{Im} \hat{F}(j\omega) - \sum_{m=1}^M \operatorname{Im} F_m(j\omega) \right]^2 \right\}, \quad (2)$$

где N – число отсчетов сигнала (1) при его дискретизации; $\hat{F}(j\omega)$ – является спектром Фурье реализации сигнала разностной частоты; $\operatorname{Re}(z)$ и $\operatorname{Im}(z)$ – реальная и мнимая части спектра $\hat{F}(j\omega)$;

$F(j\omega)$ – среднее значение спектра наблюдаемого сигнала.

В качестве оценки частоты принимается то ее значение, при котором обеспечивается минимум функции правдоподобия. Решить уравнение (2) относительно частоты биений

$$\omega_p = 2\Delta\omega_d \frac{t_{zc}}{T_{\text{мод}}}$$

в явном виде не представляется возможным. Отыскание минимума функции правдоподобия приходится производить численными методами. Т.к. частоты, фазы, амплитуды полезной и помеховых составляющих сигнала неизвестны и изменяются при изменении уровня, то реализация численных методов оптимизации даже на самой современной элементной базе требует недопустимо больших вычислительных затрат, причем, как правило, не гарантируется нахождение главного минимума. Кроме того, на практике форма огибающей сигнала биений заметно меняется в зависимости от образца дальномера и может изменяться во время эксплуатации прибора. Результаты статистического моделирования с использованием процедур численной оптимизации показали, что при наличии мешающих отражений (интенсивность мешающих отражений примерно равна интенсивности полезного сигнала) возможно обеспечить погрешность измерения уровня порядка 1-2 мм при отношении сигнал/шум порядка 20 дБ и более лишь в том случае, когда форма огибающей, то есть форма спектра сигнала биений, известна. Отличие формы спектра $F(j\omega)$ от реальной (из-за влияния, например, паразитной амплитудной модуляции) приводит к резкому увеличению ошибки измерения дальности. Результаты обработки сигналов дальномеров с использованием процедур численной оптимизации показали, что погрешность измерения дальности может увеличиваться на порядки при неизвестной форме спектра сигнала биений. Оценка спектра $F(j\omega)$ во время работы дальномера (то есть реализация адаптивных методов обработки) далеко не всегда возможна, так как влияние помехового сигнала на форму спектра сказывается на достаточно больших дальностях между полезным и мешающим отражателями. Необходимо отметить, что для программной реализации метода максимального правдоподобия необходима предварительная грубая оценка амплитуд, частот, фаз полезного и помехового сигналов.

Перспективным является использование для измерения частоты сигнала биений частотных дальномеров (в условиях воздействия помех) алгоритмов, использующих параметрические методы спектрального анализа, обеспечивающих высокое разрешение сигналов по частоте. Алгоритмы измерения частоты, основанные на параметрических методах спектрального анализа, будут уступать по помехоустойчивости алгоритмам измерения, основанных на методе максимального правдоподобия, однако этот проигрыш не является определяющим фактором, так как дальномеры, как правило, работают при отношении сигнал/шум большем, чем 40-50 ДБ. Сравнительный анализ EV и MUSIC методов, методов Берга и Прони [6] показал, что наиболее подходящим для измерения частоты сигнала биений при наличии мешающих отражений является метод наименьших квадратов Прони. Современные варианты этого метода не уступают другим по точности измерения частоты, а вычислительные затраты, необходимые для его программной реализации, примерно на порядок меньше, чем затраты на программную реализацию метода максимального правдоподобия и позволяют оперативно получать информацию о дальности до измеряемого уровня. Платой за высокое разрешение по частоте метода наименьших квадратов Прони (как и большинства других методов параметрического спектрального анализа с высоким разрешением) является появление ложных спектральных пиков, что приводит к аномальным ошибкам при измерении дальности. Отметим, что вероятность появления ложных пиков резко возрастает при близких частотах сигнала и помехи. В этом случае матрицы, которые используются в этом методе для определения параметров аппроксимирующего процесса, становятся плохо обусловленными.

Для более точного определения частоты при использовании метода наименьших квадратов Прони необходимо правильно выбрать частоту дискретизации сигнала и порядок модели, то есть число экспонент, которое минимизирует сумму квадратов ошибки при аппроксимации сигнала биений дальномера суммой экспонент. Моделирование на ЭВМ и результаты обработки выходного сигнала ЧМ – дальномера показали, что минимизация ошибки измерения достигается при выборе частоты дискретизации, практически не превышающую требуемую по теореме Котельникова. Порядок модели должен равняться половине числа отсчетов сигнала, что позволяет более точно оценивать частоты полезного сигнала и помех. Однако увеличение порядка модели до величины $N/2$ приводит к увеличению вероятности появления ложных спектральных пиков.

Существенного уменьшения влияния ложных спектральных пиков на результаты измерения частоты можно добиться, используя двухэтапную процедуру вычислений. На первом этапе с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) ищется частота, на которой находится максимальная спектральная составляющая спектра Фурье сигнала биений. Для более точного предварительного измерения частоты полученный массив данных целесообразно дополнить нулевыми отсчетами. Зная величину периода модуляции T , грубая оценка частоты биений, однозначно связанной с дальностью, определится по формуле

$$\hat{\omega}_{\text{гр}} = 4\pi(L-1)N_0 / TN,$$

где L - номер максимальной спектральной составляющей; N_0 - общее число отсчетов, включая нулевые.

Найденная частота $\omega_{гр}$ позволяет определить интервал частот, в пределах которого необходимо искать точное значение частоты биений. Очевидно, что этот интервал будет определяться смещением максимальной спектральной составляющей спектра Фурье полезного сигнала под воздействием боковых лепестков спектра помехи. При моделировании и обработке сигналов частотных дальномеров этот интервал частот $\Delta\Omega$ не выходил за следующие пределы

$$0.95\omega_{гр} \leq \Delta\Omega \leq 1.05\omega_{гр}$$

В случае, когда амплитуда полезного сигнала больше амплитуды помеховой составляющей, решение о частоте сигнала биений принимается по частоте, на которой находится максимальная спектральная составляющая спектра Прони. Поиск максимальной спектральной составляющей в ограниченном интервале частот $\Delta\Omega$ позволяет резко уменьшить вероятность появления ложных спектральных пиков. Дальнейшая минимизация их влияния осуществляется с помощью анализа серии, состоящих из n результатов измерений. Из этих n результатов отбрасываются m наименьших и m наибольших результатов. Оставшиеся $n - 2m$ результатов измерений усредняются. То есть за оценку частоты сигнала биений, соответствующую измеряемому уровню, принимается величина

$$\hat{f} = \frac{\sum_{l=1}^{n-2m} f_l}{(n-2m)}. \quad (3)$$

Расстояние до измеряемого уровня связано с измеренной частотой очевидным соотношением

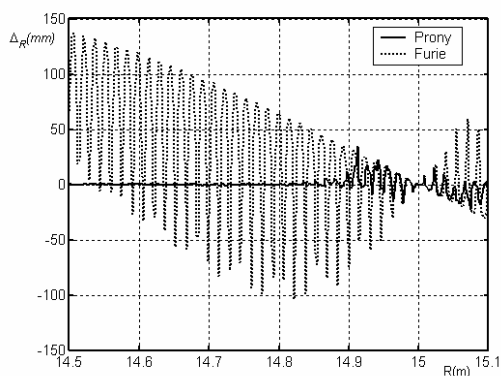
$$\hat{R} = \frac{c\pi T_{\text{мод}} \hat{f}}{2\Delta\omega_d}, \quad (4)$$

где c - скорость распространения электромагнитной волны.

Результаты моделирования процедуры измерения частоты с помощью алгоритмов, основанных на преобразовании Фурье и методе Прони, приведены на рисунке в виде зависимости погрешности измерения от измеряемого расстояния. Условия моделирования для обоих методов были одинаковыми: отношение сигнал-шум 40 дБ, несущая частота $f_0 = 10$ ГГц, диапазон перестройки частоты $\Delta f_d = 500$ МГц, помеховый отражатель располагался на расстоянии 15 м, полезный отражатель перемещался начиная с расстояния 14,5 м до расстояния 15,1 м с шагом 2мм. Интенсивность мешающего отражателя была в два раза меньше интенсивности полезного. При вычислении спектра Фурье производилась оконная обработка входных данных с помощью весового окна Блэкмана и добавление нулевых отсчетов для уменьшения частотного интервала между спектральными составляющими, что позволяет более точно вычислить частоту $\omega_{гр}$.

Исходное число отсчетов равнялось 128, после добавления нулевых отсчетов объём обрабатываемого массива равнялся 512. В методе Прони использовалось также 128 отсчетов, а порядок модели равнялся 64.

Все расчеты проводились в системе MATLAB 6.5 с использованием функций `fft(*)` и `hprony`.



Из рисунка видно, что зависимость погрешности измерения от дальности носит колебательный характер с периодом по дальности, определяемым длиной волны несущего колебания. Максимальная погрешность измерения у метода Прони значительно меньше, чем у метода Фурье, причём зона повышенной погрешности составляет у метода Прони примерно 150 мм, а у метода Фурье порядка 1 метра.

С помощью метода наименьших квадратов Прони в некоторых ситуациях возможно производить измерение расстояния и в том случае, когда полезный сигнал имеет меньшую интенсивность, чем мешающий сигнал. Например, это ситуация, когда дальномер используется для измерения уровня материала с малым значением диэлектрической проницаемости вблизи дна резервуара. Его интенсивность зависит от уровня материала над дном, увеличивается при снижении этого уровня и может превысить интенсивность полезного отражения от самого материала. Важным в этом случае является то, что электрическое расстояние до мешающего отражателя оказывается больше, чем истинное расстояние до дна, благодаря снижению скорости распространения электромагнитной волны внутри материала, заполняющего резервуар. Поэтому можно использовать этот дополнительный признак при анализе спектра Прони для селекции полезной составляющей. Т.е. использовать дополнительную логику обработки кроме оговорённой выше. Дальнейший расчёт должен после этого производиться также по (3) и (4).

Полученные результаты показывают перспективность использования метода наименьших квадратов Прони для измерения расстояния частотным дальномером при наличии мешающих отражателей.

Литература

1. Крот А.М., Минервина Е.Б. Быстрые алгоритмы и программы цифровой спектральной обработки сигналов и изображений. – Минск: Навука і тэхніка, 1995.
2. Ярхо Т.А. Определение положения пика спектральной компоненты при быстром преобразовании Фурье. //Радиотехника. - Харьков, Вып. 90, 1989.
3. Кошелев В.И., Горкин В.Н. Повышение точности оценки центральной частоты узкополосного процесса в процессоре БПФ.//Радиоэлектроника. – 2004.-Т.4.-№2.-С. 67 (Изв. высш. учеб. заведений).
4. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов.- М.: Радио и связь, 1983.
5. Дженкинс Г., Ваттс Д. Спектральный анализ и его приложения. Т.1. – М. : Мир, 1972.
6. Марпл. – мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990.
7. Ф. Дж. Хэррис Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье.// ТИИР, т. 66, №1, 1978.