

КОМПЬЮТЕРНАЯ МОДЕЛЬ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В БЛИЖНЕЙ ЧАСТОТНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

Езерский В.В.¹, Баранов И.В.², Мирошин С.В.²

¹Рязанская государственная радиотехническая академия

²ООО «Предприятие Контакт-1»

Задача компьютерного моделирования обработки сигналов в ближней частотной радиолокации является важной в связи с тем, что в последние годы в промышленности значительно возрос интерес к измерителям малых расстояний, работающим в чрезвычайно разнообразных условиях. Компьютерная модель позволяет при разработке указанных приборов эффективно, объективно и оперативно проанализировать варианты реализации требований заказчика.

Рассматриваемая модель предназначена для анализа характеристик двух групп методов обработки сигналов: основанной на спектральной обработке [1], и на обработке характерных точек сигнала. Под характерными точками сигнала здесь понимаются точки экстремума сигнала или точки пересечения им нулевого уровня.

Основой модели для всех методов обработки сигнала являются два соотношения [1]:

- для сигнала на выходе смесителя

$$u_p(t) = K(t) \left\{ \cos[\varphi_p(t)] + \sum_{i=1}^M U_{\text{mi}} \cos[\varphi_{\text{mi}}(t)] \right\} + \eta(t), \quad (1)$$

где $\varphi_p(t) = \omega(t)t_3 + \varphi_{\text{ко}}$ - фаза полезного сигнала; $\omega(t) = \omega_0 + \omega_m(t)$ - периодическая функция изменения частоты передатчика; ω_0 - нижняя частота диапазона перестройки частоты; $\omega_m(t)$ - периодическая функция модуляции частоты; $t_3 = 2R/c$ - время распространения сигнала до цели и обратно; R - измеряемое расстояние; c - скорость распространения электромагнитных волн; $\varphi_{\text{ко}}$ - фаза комплексного коэффициента отражения цели; U_{mi} - амплитуда i -го мешающего отражения; $\varphi_{\text{mi}}(t) = \omega(t)t_{3i} + \varphi_{\text{ко}i}$ - фаза i -го мешающего отражения; $t_{3i} = 2R_i/c$ - время распространения сигнала до i -го мешающего отражателя и обратно; M - количество мешающих отражений; $K(t)$ - медленно меняющаяся в пределах периода модуляции функция, задающая закон паразитной амплитудной модуляции сигнала; $\eta(t)$ - белый нормальный шум.

- для расчёта измеряемого расстояния \hat{R}

$$\hat{R} = \frac{cT_{\text{мод}}}{4\Delta F} F_R, \quad (2)$$

где $T_{\text{мод}}$ - период модуляции частоты; ΔF - диапазон перестройки частоты передатчика; F_R - разностная частота, измеренная на основе какого-либо метода обработки сигнала.

Кроме того, для группы методов, основанных на обработке моментов времени t_i пересечения сигналом нулевого уровня в ситуациях, когда отсутствуют мешающие отражения, вместо (1) можно использовать более простую модель, основанную на решении уравнения

$$\varphi_p(t_i) = i\pi + \frac{\pi}{2} + (N_1 - 1)\pi, \quad 1 \leq i \leq N_2 - N_1 + 1, \quad (3)$$

где $N_1 = \text{Int} \left[\frac{\omega_0 t_3 - \pi/2}{\pi} \right] + 1$ и $N_2 = \text{Int} \left[\frac{(\omega_0 + 2\pi\Delta F)t_3 - \pi/2}{\pi} \right]$ - крайние пересечения сигналом нулевого уровня в пределах диапазона перестройки частоты; $\text{Int}[*]$ - функция вычисления целой части числа.

В общем случае это уравнение является нелинейным и решается численным методом. При линейной модуляции решения уравнения (3) можно записать в явной форме. В данном случае влияние шума учитывается путём случайного изменения полученных из (3) значений моментов времени, добавлением нормально распределённых величин с нулевым математическим ожиданием и дисперсией, задаваемой исходя из требуемого отношения сигнал-шум.

Известно, что при обработке сигналов частотного дальномера возникают следующие проблемы, влияющие на погрешность расчёта расстояния по выражению (2):

- выбор метода подавления дискретной ошибки частотного дальномера, возникающей при измерении разностной частоты;
- нелинейность модуляционной характеристики передатчика;
- влияние фазовых шумов передатчика и тепловых шумов первых каскадов приёмника;
- наличие мешающих отражений в рабочей зоне дальномера.

С этими проблемами в той или иной мере сталкиваются все разработчики подобных приборов. Поэтому описываемая модель учитывает эти проблемы. В ней реализованы следующие методы подавления дискретной ошибки:

- счётный метод измерения разностной частоты за фиксированный интервал измерения $T_{изм}$ или за фиксированное число периодов модуляции $N_{мод}$, дополненный “сшивкой” фазы СРЧ [2];

- весовая оценка разностной частоты [3]

$$F_R T_{мод} = \sum_{i=1}^N \alpha \left(\frac{t_i}{T_{мод}} \right), \quad (4)$$

где $\alpha(*)$ - весовая функция; t_i - моменты пресечения сигналом нулевого уровня, найденные из (3);

$N = N_2 - N_1 + 1$ - число таких пересечений в течение периода модуляции;

- метод линейной регрессии [4]

$$F_R = \frac{1}{2\pi} \frac{\sum_{i=1}^N t_i \sum_{i=1}^N \varphi_i - N \sum_{i=1}^N t_i \varphi_i}{\left(\sum_{i=1}^N t_i \right)^2 - N \sum_{i=1}^N t_i^2}, \quad (5)$$

где $\varphi_i = i\pi$ - фаза сигнала в момент времени t_i ;

- спектральный метод измерения разностной частоты на основе средневзвешенной оценки [5]

$$F_R = \frac{\sum_{i=I_1}^{I_2} f_i |S(jf_i)|^2}{\sum_{i=I_1}^{I_2} |S(jf_i)|^2}, \quad (6)$$

где f_i - дискретные частоты преобразования Фурье; $S(f_i)$ - дискретный спектр Фурье сигнала (1), подвергнутого весовой обработке;

- спектральный метод измерения разностной частоты на основе оценки максимума спектра с возможностью смены весовых функций при расчёте спектра;

- метод сравнения сигналов и спектров с эталонами, основанный на минимизации некоторой целевой функции ρ вычислительными процедурами типа динамического программирования для нахождения частот компонент моделируемого сигнала. Для анализа в спектральной области в качестве целевой функции чаще всего используются следующие [6]

$$\rho = \sqrt{\sum_{i=n1}^{n2} [S_{эт}(jf_i) - S_{срч}(jf_i)]^2}, \quad \rho = \sum_{i=n1}^{n2} |S_{эт}(jf_i) - S_{срч}(jf_i)| \quad (7)$$

где $S_{эт}$, $S_{срч}$ - спектры эталона и моделируемого сигнала соответственно, $n1$, $n2$ - верхние и нижние границы номеров обрабатываемых дискретных частот f_i в пределах которых осуществляется сравнение спектров.

Нелинейность модуляционной характеристики передатчика $f(u)$ задаётся композицией различных видов нелинейности в виде минимального набора [2], включающего линейную часть, квадратичное слагаемое и колебательную составляющую

$$f(u) = Ku + au^2 + b \sin[d(u + U_{нач})], \quad (8)$$

где K , a , b - соответственно крутизна линейной части, квадратичный коэффициент и амплитуда колебательной компоненты; u - модулирующее напряжение, $U_{нач}$ и d - параметры колебательной составляющей, определяющие привязку к началу координат и скорость изменения частоты соответственно.

Закон изменения модулирующего напряжения от времени $u(t)$ полагается линейным

$$u(t) = K_u t + U_0, \quad (9)$$

где K_u - крутизна модулирующего напряжения, U_0 - начальное смещение напряжения, t - время.

Предусмотрена возможность использования алгоритмов адаптивной линеаризации модуляционной характеристики [7], заключающаяся в оценке нелинейности по степени неравномерности периодов сигнала и внесении в модулирующее напряжение предискажений $U_k(t)$, учитывающих эту неравномерность

$$U_k(t) = \frac{KK_u^2 t_3 \int_0^t \Delta T_p(t) dt}{1 - KK_u t_3 \Delta T_p(t)}, \quad (10)$$

где $\Delta T_p(t)$ - неравномерность периодов сигнала, измеренная по положению нулей.

Для случая если в модели учитывается дискретность вычислительной системы, выражение (9) примет вид:

$$u(k) = K_k k + U_k, \quad (11)$$

где K_k - крутизна модулирующего напряжения, U_k - начальное смещение напряжения, k - код, изменяется от 0 до 2^p , где p - разрядность модели.

В модели, основанной на изложенных соотношениях, использован модульный принцип построения, что позволяет наращивать её возможности, дополняя её новыми модулями, или изменяя имеющиеся. Причём физически модель реализована в двух вариантах: в системах программирования Delfi 6 и MATLAB 6.5.

Оба варианта имеют схожий пользовательский интерфейс, состоящий из основного диалогового меню, набора подменю для установки моделируемых параметров, построения модели сигнала, выбора метода обработки сигнала и набора команд позволяющих произвести необходимые расчеты и представить их в графическом виде.

Основное меню позволяет переключаться между подменю.

Подменю – ПАРАМЕТРЫ МОДУЛЯЦИИ - позволяет выбрать параметры модуляции:

- период модуляции;
- центральную частоту F_0 ;
- диапазон перестройки частоты передатчика ΔF ;
- параметры модуляционной характеристики K , a , b , d , $U_{нач}$;

и посмотреть на графике форму полученной модуляционной характеристики.

Введенные данные позволяют построить модель модуляционной характеристики передатчика максимально приближенную к реальной. В случае, если задана нелинейная модуляционная характеристика, производится численное решение нелинейного уравнения для определения параметров модулирующего напряжения, обеспечивающих установленный диапазон перестройки частоты.

Подменю – СИГНАЛ – позволяет настроить параметры модели сигнала разностной частоты. Сюда входят:

- параметры основного отражателя;
- параметры 4 дополнительных отражателей;
- параметры шума;
- паразитной амплитудной модуляции;
- разрядность представления отсчетов сигнала;
- частота дискретизации сигнала.

Каждое слагаемое, входящее в моделируемый сигнал, может быть программно учтено или не учтено по необходимости. Введенные данные позволяют построить модель СРЧ максимально приближенную к реальному сигналу.

Подменю – МЕТОД ОБРАБОТКИ – позволяет выбрать:

- один из перечисленных выше методов обработки модели сигнала;
- весовая функция в методе весовой оценки частоты, его параметры и разрядность представления отсчетов;
- алгоритм оконной обработки модели сигнала при вычислении преобразования Фурье;
- точность оценки моментов характерных точек СРЧ.

Весовая функция в методе весовой оценки частоты может быть выбрана из списка содержащего несколько модификаций окна Хана и окно Кайзера-Бесселя [8]. Более широкий список оконных функций используется при вычислении преобразования Фурье (окно Блэкманна, окна Блэкмана-Хэрриса, окно Чебышева, окно Кайзера-Бесселя). Список возможных весовых функций легко может быть расширен.

Команда – МОДЕЛЬ – позволяет сформировать сигнал с заданными параметрами и проконтролировать его на графике.

Если введена разрядность p счетчика временных интервалов, то считается $t_{нач} = 0$ и $t_{кон} = 2^p$, а моменты времени соответствующие характерным точкам и частотными метками округляются до ближайшего момента времени в интервале $[0; 2^p]$.

Команда – РАСЧЕТ – позволяет произвести обработку модели сигнала выбранным методом, построить графики результатов промежуточных и конечных расчетов (спектр модели сигнала; функцию разности сравнения спектров; зависимость мгновенной погрешности измерения от измеряемой дальности;

зависимость усредненной погрешности измерения от дальности; зависимость погрешности измерения от параметров модуляции) и вывести их на печать.

В итоге рассматриваемая модель позволяет производить моделирование самых разнообразных практических ситуаций и выбирать наиболее приемлемые алгоритмы работы приборов и параметры алгоритмов обработки.

Результаты, полученные с помощью описанной модели, хорошо совпадают с теоретически полученными результатами и данными эксперимента.

Литература

1. Веницкий А.С. Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. М.: Советское радио. 1961. 495 с.
2. Езерский В.В., Кагаленко Б.В., Болонин В.А. Адаптивный частотно-модулированный уровнемер. Анализ составляющих погрешности измерения // Датчики и системы. 2002. №7. С. 44.
3. Езерский В.В. Методическая погрешность датчика расстояния на базе частотно-модулированного дальномера с весовым сглаживанием погрешности дискретности. // Измерительная техника. 2003 г. № 9, с. 22.
4. Езерский В.В. Сравнительный анализ методов сглаживания дискретной ошибки в ЧМ дальномерах// Радиолокация, навигация, связь: Доклады VIII Междунар. науч.-техн. конф. Воронеж, 2002. Т.3. С.
5. Радиотехнические системы / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов, Ю.М. Казаринов и др.- М.: Высш. Школа, 1990, 496 с.
6. Давыдочкин В.М., Мирошин С.В. Измерение расстояния частотно-модулированным дальномером методом сравнения сигналов и спектров с эталонами. // Цифровая обработка сигналов и ее применение. Вып. VI – 2. Москва. 2004. С. 71-73
7. Езерский В.В., Болонин В.А., Баранов И.В. Алгоритм компенсации нелинейности модуляционной характеристики ЧМ дальномеров. // Вестник РГРТА Рязань, РГРТА, 2002г. Вып. 10. с. 38-42.
8. Ф. Дж. Хэррис Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье.// ТИИР, т. 66, №1, 1978, с. 60-96.

