

## Алгоритм обработки информации в радиолокационных измерительных системах с линейной перестройкой частоты передатчика

А. В. АНДРИЯНОВ

Научно-техническое предприятие «Тензор», Н. Новгород, Россия, e-mail: tenzornn@yandex.ru

На основе параметрической модели отражённого сигнала предложен алгоритм обработки информации радиолокационной измерительной системы с линейной перестройкой частоты генератора. Приведены результаты моделирования алгоритма при определении дальности двух динамически изменяющихся на фоне помех целей.

**Ключевые слова:** дальность цели, линейная частотная модуляция, разрешение по дальности, параметрическая модель.

*The algorithm of information processing based on the parametric model for radar measurement systems with linear frequency sweep generator is proposed. The results of simulation algorithm for determination distance of the two dynamically changing targets on the background noise are submitted.*

**Key words:** target distance, linear frequency modulation, range resolution, parametric model.

В системах радиолокации широко применяются методы измерений расстояний и параметров объектов с помощью передатчика, содержащего генератор измерительных сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) [1, 2]. Измерительная система, содержащая передатчик с ЛЧМ (рис. 1), состоит из передающей  $A_1$  и приёмной  $A_2$  антенн, смесителя  $C$  излучаемого и принятого сигналов, выделяющего разностную частоту, аналого-цифрового преобразователя (АЦП) сигнала разностной частоты, а также цифрового процессора (ЦП), позволяющего вычислить требуемые параметры.

Цифровой процессор устанавливает на выходе ЛЧМ-генератора режим перестройки частоты в заданном диапазоне частот  $\Delta F$ . На выходе смесителя образуется сигнал разностной частоты между сигналом, излучённым передатчиком, и сигналом, принятым приёмником. Длина трактов опорного канала до смесителя  $C$  и канала передатчик – антенна  $A_1$  –

антенна  $A_2$  – смеситель выравливается для получения нулевой разностной частоты в плоскости раскрытия антенн  $A_1$ ,  $A_2$ . При неподвижном передатчике частота сигнала на выходе смесителя определяется дальностью целей и эффектом Доплера для движущихся целей. В памяти ЦП посредством смесителя и АЦП фиксируется сигнал разностной частоты между частотой ЛЧМ-генератора и принятым от удалённого объекта (цели) сигнала. Сигнал разностной частоты далее будем называть сигналом, принятым приёмником.

Сигнал, принятый приёмником, при последовательной записи в  $N$  отсчётах в заданном диапазоне частот можно описать как  $s_{nt}$ ,  $n=1, 2, \dots, N$  или задать вектором (массив чисел)  $S_t$ , где  $t$  – время окончания записи вектора. Таким образом, в памяти ЦП формируется массив отсчётов сигнала с выхода АЦП. Для одиночной цели сигнал, принятый приёмником, при модуляции генератора передатчика будет гармоническим, причём частота изменения сигнала пропорциональна дальности до объекта, а его амплитуда – эффективной площади рассеяния цели (ЭПР) и дальности до неё. Применение преобразования Фурье к массиву позволяет преобразовать сигнал из частотной области во временную. При этом чем выше частота сигнала, тем дальше по времени будет расположен временной отклик. Связь времени появления сигнала отклика от цели и расстояние  $x$  до цели определяются соотношением

$$x = ct_0/2,$$

где  $c$  – скорость света;  $t_0$  – задержка сигнала отклика от цели.

Для нескольких отслеживаемых целей преобразование Фурье содержит соответствующее количество сигналов временных откликов. Расположение этих сигналов соответствует дальности их нахождения. Подобную схему обработки позволяет реализовать микросхема BGT24MTR11 компании Infineon (Германия) и созданный на её основе

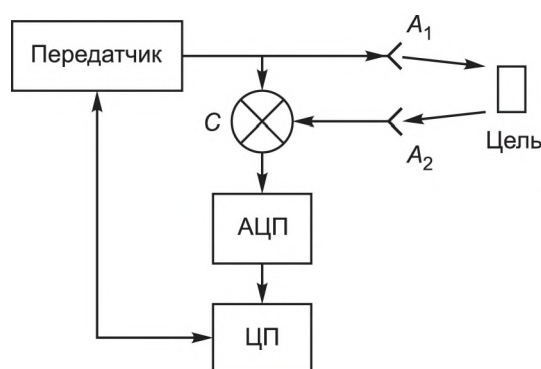


Рис. 1. Структурная схема системы измерений параметров целей: АЦП – аналого-цифровой преобразователь сигнала; ЦП – цифровой процессор;  $A_1$ ,  $A_2$  – передающая и приёмная антенны, соответственно;  $C$  – смеситель

модуль радара ближней радиолокации в диапазоне частот 24–26 ГГц. Модуль может эффективно использоваться для установления расстояний до людей, находящихся в воздушной среде в пределах одного помещения, и определения их физиологической активности (интенсивности движений и частоты дыхания).

Для выделения движущихся объектов применяют устранение и вычитание статических, т. е. неподвижных помех. При повторении процесса перестройки частоты с помощью рекуррентного выражения находят усреднённую реализацию принятого приёмником сигнала  $\mathbf{S}_{t,c}$ :

$$\mathbf{S}_{t+1,c} = \alpha \mathbf{S}_{t,c} + (1-\alpha) \mathbf{S}_{t+1} \quad (1)$$

где  $\alpha$ ,  $t$  – параметр усреднения и дискретное время формирования массива с выборок из сигнала, принятого приёмником в заданном диапазоне частот, соответственно.

Параметр  $\alpha$  позволяет задавать глубину усреднения и одновременно скорость нахождения среднего значения. При  $\alpha=0,9$  каждая новая реализация принятого сигнала входит в среднее значение с весом 0,1, а при  $\alpha=0,99$  – с весом 0,01.

Сигнал движений  $\mathbf{S}_t^m$  вычисляют как разность частотного отклика в момент времени  $t$  и среднего значения:

$$\mathbf{S}_t^m = \mathbf{S}_t - \mathbf{S}_{t,c} \quad (2)$$

где  $m$  – номер итерации повторяющихся измерений сигналов.

Использование соотношений (1), (2) позволяет исключать из анализа статические объекты. Применив к полученному массиву отсчётов преобразование Фурье, получим распределение откликов от целей по времени. Далее определим координаты дальности отдельных объектов, отражающих сигналы.

Разрешающая способность по дальности такого радара и минимальное расстояние, на котором можно обнаруживать объекты, определяется соотношением

$$\Delta x = c/(2\Delta F) = c/(2N\Delta f), \quad (3)$$

где  $N$ ,  $\Delta f$  – число точек и шаг перестройки по частоте, соответственно;  $\Delta F = N\Delta f$  – общий диапазон частот перестройки ЛЧМ-генератора. Максимальное расстояние до обнаруживаемой цели

$$x_{\max} = N\Delta x = c/(2\Delta f). \quad (4)$$

Из выражения (3) следует, что при ограниченном диапазоне  $\Delta F$  частот перестройки нельзя получить высокую разрешающую способность, малое расстояние обнаружения и точность определения этого расстояния. Так, для диапазона частот перестройки  $\Delta F=100$  МГц минимальное расстояние  $\Delta x=30$  см. При меньшем диапазоне частот перестройки величина  $\Delta x$  ещё возрастёт. Однако для обнаружения и измерения параметров близко расположенных целей требуется более высокое разрешение. Диапазон частот, который задействует радар, во многих случаях ограничен законодательно требованиями электромагнитной совместимости с другими

устройствами и не может быть увеличен. Поэтому при малом диапазоне частот перестройки ЛЧМ-генератора нельзя получить высокую точность измерений дальностей целей и малое расстояние обнаружения.

Ниже предложен алгоритм обработки, позволяющий преодолеть указанный недостаток. Структурная схема устройства соответствует показанной на рис. 1. Процесс обработки сигналов в ЦП состоит из следующих операций.

1. Вычисляются коэффициенты корреляционной функции сигнала движений по формуле

$$r_i = \sum_{n=1}^{N-M} s_n^m s_{n-i}^m, \quad i=0, 1, \dots, M-1, \quad (5)$$

где  $s_n^m$  – выборка сигнала номер  $n$  в итерации номер  $m$ ;  $M$  – размерность модели сигнала.

2. По корреляционным коэффициентам (5) находятся параметры  $a_i$  разностной модели авторегрессии, которая описывает сигнал движений в частотной области

$$s_n^m = \sum_{i=1}^{M-1} a_i s_{n-i}^m + P_0 u_n \quad (6)$$

где  $u_n$  – входной сигнал модели;  $P_0$  – мощность входного сигнала модели.

Параметр  $M$ , входящий в выражения (5), (6), определяется количеством целей. Для одной цели  $M=3$ , для двух  $M=5$ , для трёх целей  $M=7$  и т. д. Параметры модели  $a_i$  вычисляются по коэффициентам корреляционной функции. Для этого надо решить следующую систему уравнений:

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_{M-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_0 & \cdots & r_{M-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{M-1} & \cdots & r_0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_M \end{bmatrix} \quad (7)$$

Для решения приведённой системы уравнений (7) существует много эффективных численных методов: Юла–Уокера, Левинсона, Берга и др. [3].

3. Рассчитываются дальности до целей.

Дальности до целей определяются по максимумам коэффициента передачи разностной модели (6) из выражения

$$K(x) = P_0 / \left( 1 + \sum_{i=1}^M a_i e^{-j\pi i x \Delta f / c} \right), \quad (8)$$

где  $i$  – индекс суммирования;  $j = \sqrt{-1}$ .

Существуют три способа определения дальностей целей на основании выражения (8).

1. Непосредственное вычисление коэффициента передачи на дискретной сетке  $x_1, x_2, \dots, x_L$  с последующим нахождением значений, при которых коэффициент передачи имеет максимум. Поиск максимумов возможен при любом наборе дальностей, необязательно эквидистантном.

2. Поскольку выражение в знаменателе коэффициента передачи (8) представляет дискретное преобразование Фурье от параметров модели, то можно применить

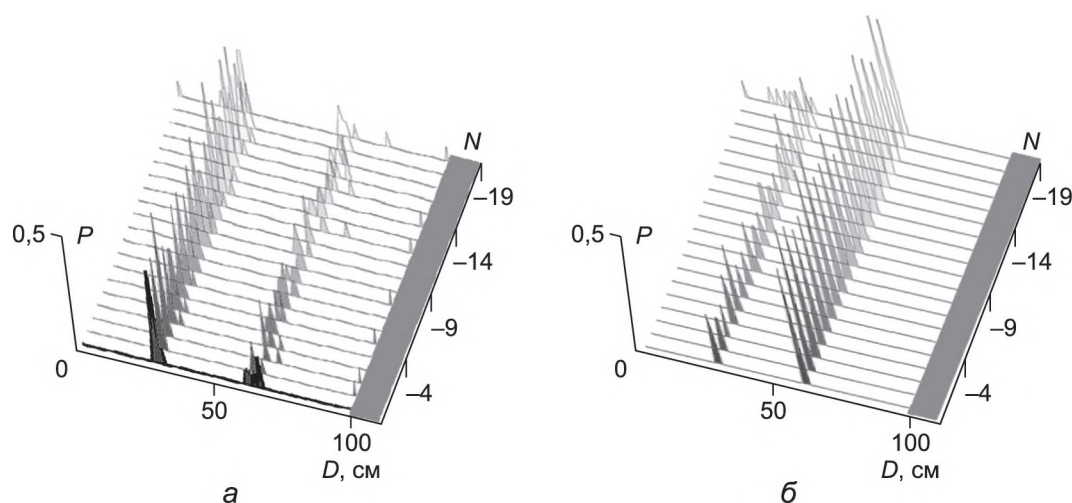


Рис. 2. Функция плотности вероятности  $P$  распределения координат  $x_1$  (а) и  $x_2$  (б) по дальности  $D$  динамически изменяющихся целей для модели с  $M=5$

алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ). Для этого формируется массив из параметров  $a_i$  модели, дополненных нулями,  $\mathbf{A}=[1, a_1, a_2, \dots, a_{M-1}, 0, \dots, 0]$ . Общее количество отсчётов массива  $\mathbf{A}$  для применения БПФ должно быть кратно двум. Число нулей, дополняющих массив, определяется требуемым разрешением по дальности  $x$ . Допустимые значения размера массива: 64; 128; 256; 512; ... . После вычисления БПФ массива можно вычислить коэффициент передачи на эквидистантном наборе дальностей, представленных вектором  $\mathbf{X}$ :

$$K(\mathbf{X}) = P_0 / |\text{БПФ}(\mathbf{A})|. \quad (9)$$

3. Поиск дальностей до целей осуществляется по максимумам коэффициента передачи, которые можно найти, определив нули его знаменателя. Для этого достаточно вычислить корни характеристического полинома

$$z^{M-1}a_{M-1} + z^{M-2}a_{M-2} + \dots + 1 = 0. \quad (10)$$

Существование цели характеризуется комплексно сопряжёнными нулями  $z_i$  характеристического полинома (10). После их нахождения дальности до целей вычисляются из выражения

$$x_i = \text{carg} z_i / (\pi \Delta f). \quad (11)$$

При правильном нахождении параметров модели (когда модель устойчива и не определяет расходящийся процесс) для комплексно сопряжённых нулей  $|z_i| < 1$ . Близость модуля к единице зависит от отношения сигнал-шум. Чем больше ЭПР и меньше дальность до цели, тем ближе модуль к единице.

В различных областях удобно выбирать разные способы определения дальностей до целей. Первый способ позволяет отслеживать движения целей на заданной узкой области дальности (например, следить за движениями брюшной стенки при дыхании

неподвижно находящегося человека). Второй способ эффективен для быстрого поиска нескольких целей в широкой области дальностей вследствие высокой скорости алгоритма БПФ. Третий способ удобен, когда осуществляется слежение за несколькими целями (одна, две или три). При этом численно эффективно вычисляются нули полинома.

Рассмотрим частный случай – одна цель. Одна цель описывается моделью авто-регрессии второго порядка,  $M=3$ . Систему уравнений для нахождения параметров модели второго порядка можно записать как

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & r_1 \\ r_1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix}$$

Решение примет следующий вид:

$$\begin{aligned} a_1 &= r_1(1-r_2)/(1-r_1^2); \\ a_2 &= r_2-r_1^2/(1-r_1^2). \end{aligned}$$

Характеристическое уравнение для этих корней:  $a_2 z^2 + a_1 z + 1 = 0$ . Модель определяет гармонический процесс изменения частоты, когда корни комплексные, т. е.  $a_1^2 + 4a_2 < 0$ . Это и является признаком наличия цели.

Расстояние до цели определяется из соотношения

$$x = \arccos[a_1/(2\sqrt{-a_2})]/(\pi \Delta f).$$

В данном случае скорость света  $c=3 \cdot 10^{10}$  см/с.

Мощность рассчитывается как

$$P_0 = \frac{1-a_2}{1+a_2} \frac{\sigma_0}{(1-a_2)^2 - a_1^2},$$

где  $\sigma_0 = r_0$  – значение корреляционной функции при нулевом сдвиге сигналов, которое определяет мощность сигнала, принятого приёмником (или сигнала движений после вычитания статических помех).

Для определения дальностей до двух целей выберем  $M=5$ . В этом случае надо найти четыре параметра модели  $a_i$  и определить комплексные корни  $z_1, z_2$  характеристического уравнения четвёртого порядка. Две цели имеют место при двух парах комплексно сопряжённых корней.

Дальности до целей  $x_1, x_2$  определяются из выражения (11):

$$x_{1,2} = \text{carg}(z_{1,2})/(\pi \Delta f).$$

Для проверки предложенного алгоритма с помощью специального тестового сигнала проведено моделирование процесса измерений дальностей до целей для расстояния  $x_{\max}=100$  см из выражения (4). Полученная модель имеет вид

$$s(t)=0,5\sin 10\pi t+0,1\sin 800\pi t+0,5(1+\sin 0,4\pi t)\sin 600\pi t+ \\ +0,5(1+\sin 0,2\pi t)\sin 280\pi t+An(t),$$

где функция  $n(t)$  – белый гауссов шум с дисперсией  $\sigma=1$ ; первые две составляющие тестового сигнала представляют отклик от статических целей, а две вторые – отклик от динамически изменяющихся целей, находящихся на условных расстояниях 60 и 28 см.

Для вычислений корреляционных коэффициентов использовалось 100 отсчётов частотного отклика. Применение выражений (1), (2) позволило исключить из анализа статические цели. Для оценки погрешностей определения дальности  $D$  по корням полинома (10) найдены гистограммы распределения дальностей до целей  $x_1, x_2$  для параметра  $A=0,1$  (рис. 2). Их анализ показывает, что среднее значение гистограмм совпадает с заданными дальностями до целей. Средняя квадратическая погрешность определения расстояния  $\sigma_x$  при заданном в модели отношении сигнал–шум, равном пяти, составила 0,57 см. Вероятность попадания в интервал  $[-1,71...1,71]$  см оказалась 0,999.

Из результатов моделирования следует, что оценки, найденные по корням полинома, позволяют правильно измерить расстояние до объекта даже при значительном уровне аддитивного шума. В то же время, поскольку амплитуды динамических целей уменьшаются в процессе измерений до уровня ниже шумового, изменяется и порядок следования найденных координат. Это тем более заметно, чем меньше отношение сигнал–шум. При отношении сигнал–шум, равном единице, первый и второй корень полинома с равной вероятностью представляют координату первой и второй целей.

На рис. 3 приведён график (в логарифмическом масштабе) откликов от двух дискретных целей  $A$ , найденный по коэффициенту передачи (9) по четырём параметрам  $a_r$ . Разрешение и точность оценки дальностей в данном методе будет ниже, чем при использовании корней полинома. Для повышения остроты пиков следует увеличивать размерность  $M$  модели.

Описанный алгоритм по сравнению с непосредственным вычислением преобразования Фурье обладает следующими преимуществами.

1. Дальности до целей можно вычислить с любой дискретностью независимо от диапазона частот перестройки генератора передатчика.
2. Разрешающая способность и погрешность оценки дальности приведённого алгоритма в большей степени определяются энергией сигнала передатчика. Для получения вы-

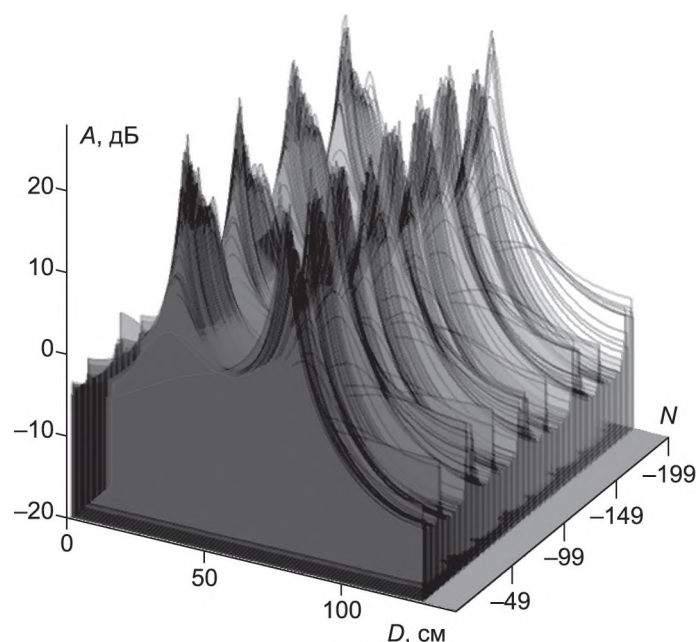


Рис. 3. График распределения откликов от целей  $A=20\lg K$  по дальности  $D$  в логарифмическом масштабе, найденный для тестового сигнала по коэффициенту передачи модели (9) с помощью быстрого преобразования Фурье

сокой разрешающей способности и малой погрешности по дальности при ограниченной мощности передатчика и малом частотном диапазоне перестройки необходимо увеличивать энергию передатчика, что достигается увеличением числа отсчётов  $N$  сигнала, принятого приёмником.

3. Объём вычислений зависит от числа отслеживаемых целей, и при малом их количестве (одна, две цели) можно получить аналитическое выражение для координат движущихся целей.

4. Матрица, входящая в уравнение (7), является корреляционной матрицей Тёплица. Для таких уравнений существуют эффективные численные рекуррентные алгоритмы решения, позволяющие последовательно увеличивать размерность модели для точного нахождения количества целей.

#### Л и т е р а т у р а

1. Uebo T., Kitagawa T., Iritani T. Short range radar utilizing standing wave of microwave or millimeter wave // Proc. IEEE Intelligent Vehicles Symposium. 2001. P. 95–99.
2. Незлин Д. В. Радиотехнические системы. Учебное пособие. М.: МГИЭТ, 2008.
3. Марпл С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990.

Дата принятия: 15.03.2018.