

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ОБНАРУЖЕНИЯ КОНЕЧНОГО ЧИСЛА ТОЧЕЧНЫХ ОБЪЕКТОВ РАДАРНОМ СО СТУПЕНЧАТОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

### Введение

В настоящее время активно развивается подповерхностная радиолокация. Она применяется при обнаружении людей под завалами, в археологии, в микроволновой томографии и других областях. Для качественного обнаружения и разрешения малых объектов (людей, археологических находок, тканей организма) необходима высокая разрешающая способность радара по дальности. Существуют различные методы радиолокации, которые обеспечивают повышенную разрешающую способность. Один из таких методов – метод, основанный на применении зондирующего сигнала со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ) [1 – 3]. С его помощью зондируется пространство в широком диапазоне частот, измеряются комплексные частотные характеристики отраженного сигнала, получается пространственная рефлектограмма путем проведения обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ).

Для оценки возможностей такого радара необходимо осуществить моделирование процедуры зондирования. В [2] представлено соотношение для определения отсчетов пространственной рефлектограммы при зондировании одиночного точечного объекта.

Цель работы – получение соотношения для определения отсчетов пространственной рефлектограммы при зондировании конечного числа точечных объектов, проведение моделирования при размещении этих объектов на различных расстояниях и определение разрешающей способности радара по дальности.

### Основная часть

Радар со ступенчатой частотной модуляцией состоит из передающей и приемной частей (рис. 1). В передающей части происходит формирование сигнала и излучение последовательности радиоимпульсов с СЧМ. В приемной части осуществляется накопление частотных откликов с последующим переходом в пространственную область путем проведения обратного дискретного преобразования Фурье. Для цифровой обработки сигналов в приемной части используется цифровой сигнальный контроллер, который имеет в своем наборе функций специальные команды для подобной обработки. Зондирующий высокочастотный сигнал формируется цифровым синтезатором (ЦС), который управляется командами из блока квадратурной обработки (БКО). Частота зондирующего сигнала в моменты времени кратные  $T$  ступенчато изменяется с шагом  $\Delta f$  (рис. 2, а). Частоту такого зондирующего сигнала можно записать в виде

$$f_i = f_0 + i\Delta f, \quad (1)$$

где  $f_0$  – начальная частота зондирующего сигнала;  $i = 0, 1, \dots, n-1$ ;  $n$  – число частот зондирующего сигнала.

Сигнал с выхода ЦС проходит через делитель мощности (ДМ) и далее через полосно-пропускающий фильтр (ППФ) на переключатель (П), который по командам, поступающим из БКО, формирует радиоимпульсы (рис. 2, б). Эти импульсы поступают на вход усилителя мощности (УМ) и затем на передающую антенну (ПА), которая обеспечивает излучение радиоимпульсов в направлении предполагаемых объектов локации.

Отраженный сигнал принимается приемной антенной (ПРА) и через маломощный усилитель (МШУ) подается на квадратурный смеситель (КС). На второй вход КС с ДМ поступает опорный сигнал той же частоты, что и отраженный сигнал. В результате в спектре появляются квадратурные низкочастотные составляющие  $I$  и  $Q$ , которые выделяются фильтрами

нижних частот ФНЧ1 и ФНЧ2. Напряжения с этих фильтров поступают на БКО, в котором осуществляется оцифровка  $I$  и  $Q$  составляющих и сохранение кодов в блоке памяти. После того, как сформируется массив из  $n$  элементов составляющих  $I$  и  $Q$  в БКО производится обратное дискретное преобразование Фурье. В результате реализации этого алгоритма получается пространственная рефлектограмма, которая отображается на экране дисплея (Д).

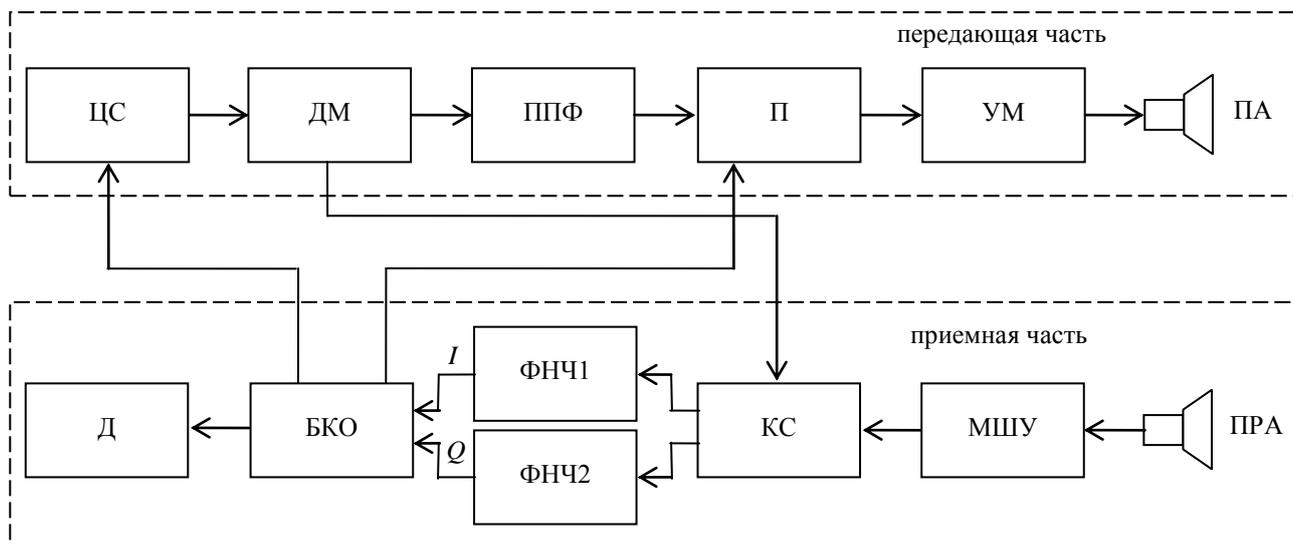


Рис. 1

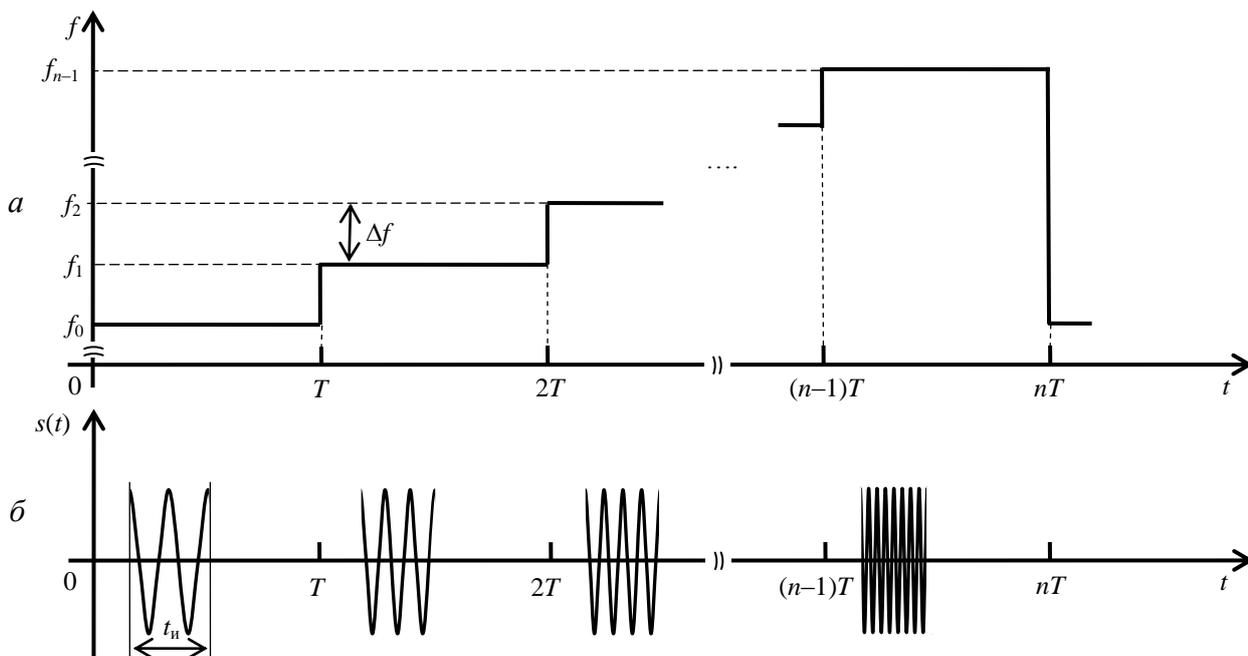


Рис. 2

Рассмотрим наличие в пространстве конечного числа точечных объектов, расположенных на различных расстояниях от радара. Для одиночного точечного объекта, расположенного на расстоянии  $R$  от радара, выражение для отсчетов пространственной рефлектограммы, получаемое с помощью ОДПФ, имеет следующий вид [2]:

$$H_l = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} D_i \exp \left\{ j \left[ \frac{2\pi l i}{n} - 2\pi f_i \left( \frac{2R}{c} - \frac{2v_m t_i}{c} \right) \right] \right\}, \quad (2)$$

где  $l = 0, 1 \dots n-1$  – номер отсчета пространственной рефлектограммы;  $D_i$  – модуль комплексного отсчета  $i$ -го отраженного сигнала;  $j$  – мнимая единица;  $c$  – скорость света;  $v_m$  – радиальная скорость объекта;  $t_i = iT + 2R_d/c$  – моменты времени, в которые осуществляется дискретизация отраженного сигнала;  $T$  – интервал следования радиоимпульсов;  $R_d$  – дальность действия радара.

Поскольку коэффициенты отражения точечных объектов малы, то с достаточной степенью точности можно считать, что пространственная рефлектограмма конечного числа объектов равна сумме пространственных рефлектограмм этих объектов. Исходя из этого, запишем выражение отсчетов пространственной рефлектограммы конечного числа объектов  $H_{l\Sigma}$  как

$$H_{l\Sigma} = \sum_{m=1}^k H_{lm}, \quad (3)$$

где  $m = 1, 2, \dots k$  – номер объекта;  $k$  – число объектов;  $H_{lm}$  – пространственная рефлектограмма  $m$ -го объекта.

Подставив (2) в (3), получим

$$H_{l\Sigma} = \frac{1}{n} \sum_{m=1}^k \sum_{i=0}^{n-1} D_i \exp \left\{ j \left[ \frac{2\pi l i}{n} - 2\pi f_i \left( \frac{2R_m}{c} - \frac{2v_m t_i}{c} \right) \right] \right\}. \quad (4)$$

Рассмотрим случай, при котором модули комплексных отсчетов отраженного сигнала не зависят от частоты, то есть  $D_i = D = \text{const}$ . Тогда, проведя нормировку выражения (4) относительно  $D$ , получим следующее выражение для расчета отсчетов нормированной пространственной рефлектограммы

$$\bar{H}_{l\Sigma} = \frac{1}{n} \sum_{m=1}^k \sum_{i=0}^{n-1} \exp \left\{ j \left[ \frac{2\pi l i}{n} - 2\pi f_i \left( \frac{2R_m}{c} - \frac{2v_m t_i}{c} \right) \right] \right\}. \quad (5)$$

Учитывая (1) и считая, что объекты неподвижны ( $v_m = 0$ ), приходим к следующему выражению для отсчетов нормированной пространственной рефлектограммы:

$$\bar{H}_{l\Sigma} = \frac{1}{n} \sum_{m=1}^k \left\{ \exp \left( -j \frac{4\pi f_0 R_m}{c} \right) \sum_{i=0}^{n-1} \exp \left[ j 2\pi i \left( \frac{l}{n} - \frac{2R_m \Delta f}{c} \right) \right] \right\}. \quad (6)$$

Для проведения моделирования рефлектограмм в соответствии с выражением (6) необходимо знать следующие параметры радара: шаг изменения частоты  $\Delta f$ ; число частот  $n$ ; начальную частоту  $f_0$ .

Для определенности зададим дальность действия радара равной  $R_d = 25$  м. Это позволяет рассчитать шаг перестройки частоты  $\Delta f$  по формуле [2]:

$$\Delta f = \frac{c}{2R_d} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 25} = 6 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 6 \text{ МГц}. \quad (7)$$

Зададим число частот равным  $n = 125$ . Тогда значение интервала дискретизации дальности  $\Delta_D$  будет определяться как [2]:

$$\Delta_D = \frac{R_d}{n} = \frac{25}{125} = 0,2 \text{ м}. \quad (8)$$

Значение начальной частоты при моделировании выберем равным  $f_0 = 2$  ГГц.

Используя (6), проведем моделирование нормированной пространственной рефлектограммы для четырех точечных объектов ( $k = 4$ ), выбрав расстояния между ними значительно превышающими интервал дискретизации по дальности  $\Delta_D$ . Это соответствует уверенному разрешению всех четырех объектов по дальности.

Сначала расстояния выберем так, чтобы объекты по дальности размещались точно в точках, кратных интервалу дискретизации  $l\Delta_D$ :  $R_1 = 5$  м ( $l = 25$ );  $R_2 = 10$  м ( $l = 50$ );  $R_3 = 15$  м ( $l = 75$ );  $R_4 = 20$  м ( $l = 100$ ). Результаты моделирования рефлектограммы для этого случая представлены на рис. 3, а. При этом по оси абсцисс отложено произведение  $l\Delta_D$ , что соответствует дискретным значениям дальности в метрах.

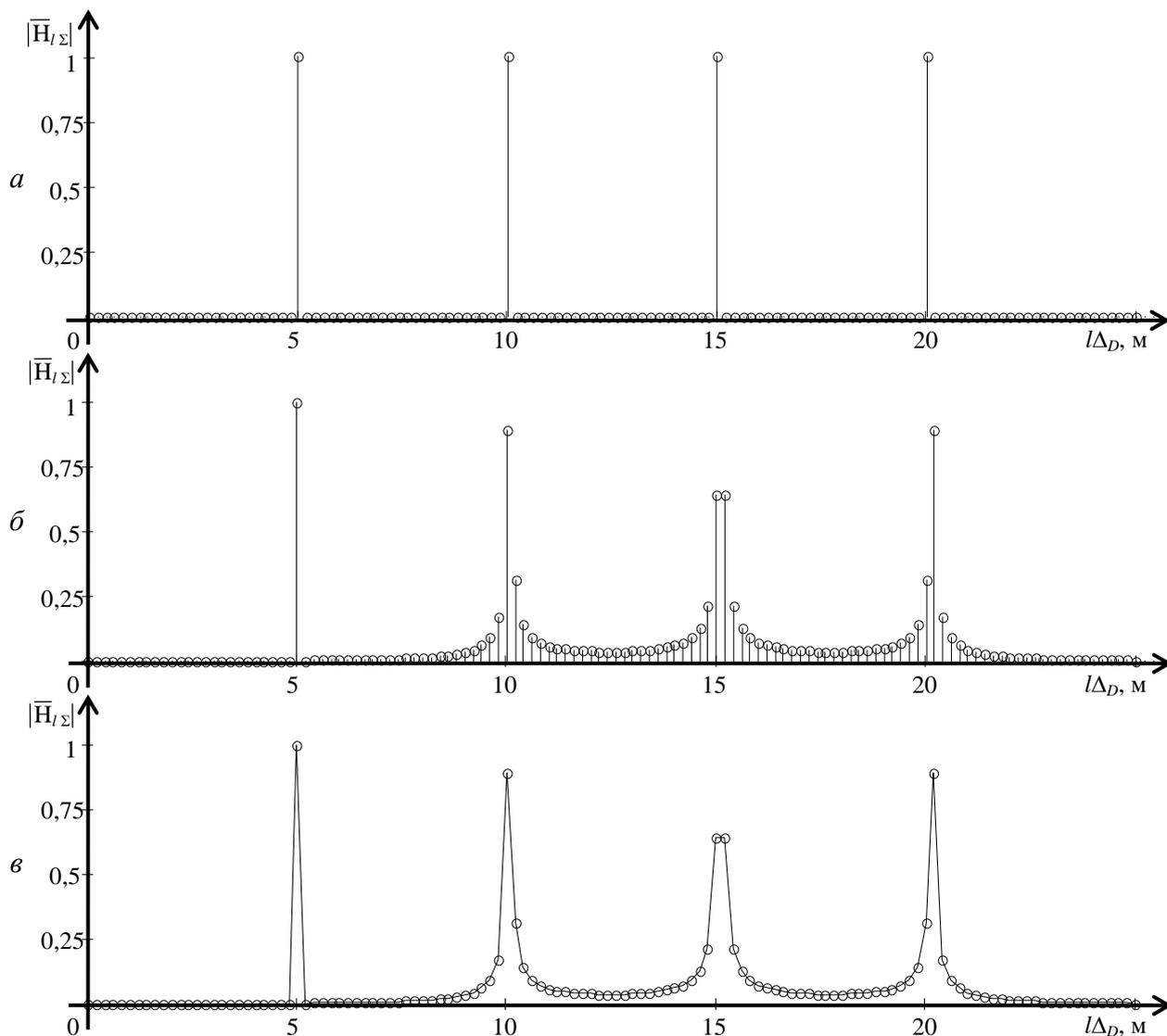


Рис. 3

Из рефлектограммы на рис. 3, а следует, что этот случай соответствует идеальному обнаружению: все четыре объекта однозначно разрешаются в точках их размещения в виде одиночных дискретных отсчетов единичной высоты при практически нулевом уровне отсчетов во всех остальных точках.

Изменим расстояния так, чтобы первый объект остался в той же точке, а второй, третий и четвертый объекты попали между точками дискретизации дальности  $l\Delta_D$ . При этом второй объект сместим на четверть интервала дискретизации ( $0,25 \Delta_D = 0,05$  м), третий – на половину ( $0,5 \Delta_D = 0,1$  м), а четвертый – на три четверти ( $0,75 \Delta_D = 0,15$  м):  $R_1 = 5$  м;  $R_2 = 10,05$  м;  $R_3 = 15,1$  м;  $R_4 = 20,15$  м. Результаты моделирования рефлектограммы для этого

случая представлены на рис. 3, б. Из рисунка следует, что в этом случае рефлектограмма в районе размещения первого объекта практически не изменилась, а в окрестностях размещения второго, третьего и четвертого объектов возникло множество дополнительных отсчетов, которые можно рассматривать как шумовую составляющую рефлектограммы. При уровне, превышающем некоторое пороговое значение, эти отсчеты могут быть восприняты как дополнительные (ложные) объекты. Для определенности далее примем пороговое значение равным 15 % от максимального значения. Из рис. 3, б следует, что в районах размещения второго и четвертого объектов, которые смещены на  $\pm 0,25 \Delta_D$  от ближайших точек дискретизации дальности, наблюдается три отсчета, уровень которых превышает пороговое значение. То есть наблюдаются два ложных объекта. Наихудшая ситуация в этом смысле складывается для третьего объекта, который расположен точно посередине между точками дискретизации дальности. В районе размещения этого объекта наблюдаются четыре отсчета, уровень которых превышает пороговое значение. То есть наблюдаются три ложных объекта.

Исключить регистрацию ложных объектов можно путем представления рефлектограммы в виде не дискретной, а непрерывной функции дальности. Для этого при построении рефлектограммы воспользуемся кусочно-линейной аппроксимацией, при которой ближайшие дискретные значения рефлектограммы соединяются отрезками прямой линии. Такой метод для второго случая размещения четырех объектов иллюстрируется на рис. 3, в. На этом рисунке видим только четыре импульса, уровень которых превышает пороговое значение. Экстремумы этих импульсов наблюдаются в местах размещения четырех объектов, которые необходимо обнаружить. Тем самым устраняется возможность возникновения на рефлектограмме ложных объектов.

Предложенная модель позволяет определить разрешающую способность радара с СЧМ. Для этого, используя (6), проведем моделирование нормированной пространственной рефлектограммы для восьми точечных объектов ( $k = 8$ ). Разобьем эти объекты на четыре пары по два близко расположенных объекта в каждой. Эти пары разместим так, что расстояния между ними будут значительно превышать интервал дискретизации по дальности  $\Delta_D$ . Это соответствует уверенному разрешению всех четырех пар по дальности. Чтобы определить разрешающую способность радара по дальности, при моделировании зададим расстояния между объектами в парах следующим образом: для первой пары –  $1,0 \Delta_D = 0,2$  м; для второй пары –  $1,5 \Delta_D = 0,3$  м; для третьей пары –  $2,0 \Delta_D = 0,4$  м; для четвертой пары –  $2,5 \Delta_D = 0,5$  м. Критерием разрешения двух близкорасположенных объектов будем считать возникновение двух пиков (горбов) в импульсе рефлектограммы

Расстояния выберем так, чтобы первые объекты во всех четырех парах размещались точно в точках, кратных интервалу дискретизации  $l \Delta_D$  (лучший случай):  $R_1 = 5$  м;  $R_2 = 5,2$  м;  $R_3 = 10$  м;  $R_4 = 10,3$  м;  $R_5 = 15$  м;  $R_6 = 15,4$  м;  $R_7 = 20$  м;  $R_8 = 20,5$  м. Результаты моделирования рефлектограммы для этого случая представлены на рис. 4, а. Из этой рефлектограммы следует, что объекты в первой и второй парах не могут быть разрешены относительно друг друга, а объекты в третьей и четвертой парах разрешаются. Следовательно, разрешающая способность по дальности для этого случая будет приблизительно равна  $2,0 \Delta_D = 0,4$  м.

Изменим расположение так, чтобы первые объекты в каждой паре находились между точками дискретизации дальности на равном удалении от них (худший случай):  $R_1 = 5,1$  м;  $R_2 = 5,3$  м;  $R_3 = 10,1$  м;  $R_4 = 10,4$  м;  $R_5 = 15,1$  м;  $R_6 = 15,5$  м;  $R_7 = 20,1$  м;  $R_8 = 20,6$  м. Результаты моделирования рефлектограммы для этого случая представлены на рис. 4, б. Из этой рефлектограммы следует, что может быть разрешена только четвертая пара объектов, значит, разрешающая способность для этого случая будет приблизительно равна  $2,5 \Delta_D = 0,5$  м.

На основании анализа полученных результатов можно сделать вывод, что разрешающую способность радара с СЧМ по дальности следует определять из соотношения

$$\delta_D = (2 \dots 2,5) \Delta_D. \quad (9)$$

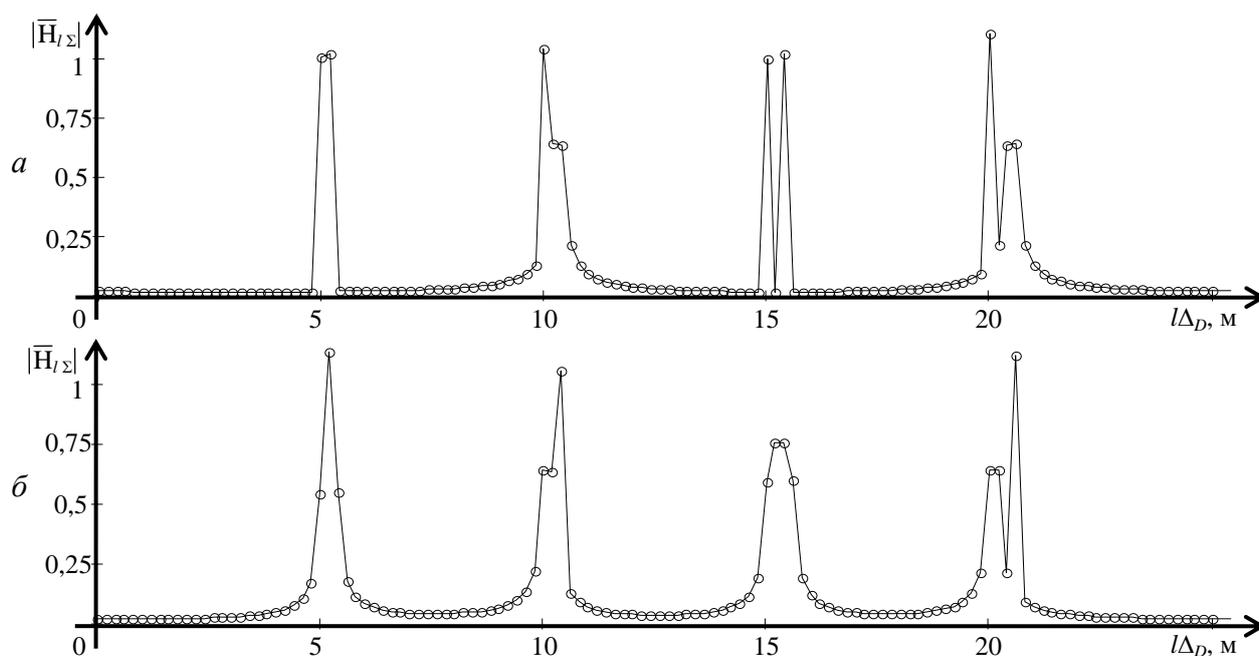


Рис. 4

В соответствии с (9) разрешающая способность рассмотренного варианта радара составляет величину (0,4...0,5) м.

Следует заметить, что в работе [2] величина  $\Delta_D$ , определяемая формулой (8), названа разрешающей способностью радара по дальности, что не соответствует истине. На наш взгляд, величину  $\Delta_D$  следует называть интервалом дискретизации по дальности. Результаты проведенного моделирования доказывают, что разрешающая способность радара с СЧМ в 2...2,5 раза превышает величину этого интервала.

### Выводы

Получено соотношение для определения отсчетов пространственной рефлектограммы в режиме обнаружения конечного числа идентичных точечных объектов для радара со ступенчатой частотной модуляцией. На основе этого соотношения проведено моделирование процесса обнаружения точечных объектов и получены пространственные рефлектограммы для различных случаев расположения четырех и восьми точечных объектов. Результаты моделирования подтвердили работоспособность разработанного алгоритма обнаружения. Проведен модельный эксперимент, в результате которого уточнено соотношение для оценки разрешающей способности радара по дальности, которую следует определять как 2...2,5 величины интервала дискретизации по дальности.

**Список литературы:** 1. Васильев И.А. Исследование радиолокатора малой дальности со ступенчатой частотной модуляцией при работе внутри помещения / И.А. Васильев, С.И. Иваишов, В.В. Чанурский, А.П. Шейко // Вестник Моск. гос. техн. университета им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. – 2008. – № 1. – С. 31-47. 2. Bassem R. Mahafza Radar systems analysis and design using MatLab / R. Mahafza Bassem. Boca Raton: CRC. – 2000. – 532 p. 3. Donald R. Wehner High resolution radar / R. Wehner Donald. Norwood: Artech House. – 1994. – 593 p.

Севастопольский национальный  
технический университет

Поступила в редколлегию 10.11.2012