

ЧАСТОТНАЯ СЕЛЕКЦИЯ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ ГРУППОВЫХ ЦЕЛЕЙ ПРИ ДЛИТЕЛЬНОМ НАКОПЛЕНИИ ЭХО-СИГНАЛОВ

На примере непрерывного гармонического сигнала (с длиной волны 3 см) рассмотрены состоятельность традиционных процедур доплеровской селекции в условиях длительного накопления отраженных сигналов (несколько десятков миллисекунд) и альтернативные подходы, позволяющие более эффективно решать задачу частотного разрешения групповых целей.

Одной из тенденций развития современной радиолокации является прецизионный учет в алгоритмах обработки сигналов тех факторов, которые в классической теории игнорировались либо трактовались упрощенно. Среди примеров результативности такого подхода можно указать повышение точности пеленгации, основанное на учете неидентичностей характеристик направленности парциальных каналов антенных решеток [1]. Целью данной статьи является анализ возможностей высокоточной спектральной селекции элементов групповых целей при длительных накоплениях эхо-сигналов в рамках традиционных и новых подходов к реализации измерительных процедур.

Как известно, вследствие малых интервалов между элементами групповых целей, разрешение их по угловым координатам, даже в рамках свэрхрелеевского подхода, является непомерно сложной задачей. По этой причине в ряде зарубежных проектов предпочтение отдано предварительному частотному различению, обеспечивающему так называемое «доплеровское сужение» лучей диаграммы направленности антенной системы РЛС [2]. Однако несущественность скоростных различий между целями в плотных групповых порядках требует для реализации такой идеи значительных временных затрат.

В определенной мере повысить результативность частотного разрешения можно было бы, учитывая, что вследствие пространственного разноса источников, (даже при одинаковых скоростях и направлениях их движения) проекции векторов скорости на линии визирования «РЛС — цель» имеют различную величину. Однако, как показали проведенные автором расчеты, при малых углах места и больших удалениях от РЛС эти отличия оказываются ничтожно малыми. В тех же случаях, когда при больших возвышениях различия в радиальных скоростях становятся заметными, высокоточной частотной селекции препятствует девиация частоты, вызванная вращением линии визирования объектов локации за время накопления. В зависимости от его продолжительности и скорости цели, указанная девиация может составить до 80% и более от разноса доплеровских частот.

Для детального исследования спектральных искажений, возникающих при накоплении эхо-сигналов групповых целей в течении нескольких десятков миллисекунд, было проведено математическое моделирование. При этом в

качестве зондирующего рассматривалось непрерывное гармоническое колебание вида

$$u(t) = a \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (1)$$

где a — амплитуда зондирующего сигнала, ω_0 — радиальная частота несущей, φ_0 — ее начальная фаза.

Движение целей полагалось равномерным, прямолинейным с горизонтальной ориентацией вектора скорости и совмещением его с вертикальной плоскостью, проходящей через условную линию «РЛС — цель». Кроме того, источники отраженных сигналов полагались точечными, а амплитуды их сигналов — равными амплитуде зондирующего и одинаковыми для всех целей. Такая гипотеза не лишена оснований, поскольку в рассматриваемой задаче близкорасположенные одноподобные объекты имеют практически равную ЭПР. Значение же потерь при отражении, как и ротация начальной фазы, в данном случае несущественны.

Для достижения адекватности модели сигнала $U_{s_{\text{отр}}}$ каждому s -му отсчету АЦП ставилось в соответствие текущее значение наклонной дальности цели R_s , т. е.

$$U_{s_{\text{отр}}} = a_{\text{отр}} \cdot \cos\left(\omega \Delta t (s-1) - \omega_0 \frac{2 R_s}{c} + \varphi_{\text{отр}}\right), \quad (2)$$

где $R_s = \sqrt{R_0^2 - 2 V R_0 (s-1) \Delta t \cos \varepsilon_0 + V^2 \Delta t^2 (s-1)^2}$, R_0 — значение наклонной дальности цели на момент начала накопления, V — абсолютное значение ее вектора скорости, ε_0 — угол места цели на момент начала накопления эхо-сигналов, $a_{\text{отр}}$, $\varphi_{\text{отр}}$ — амплитуда и фаза отраженного сигнала, Δt — период дискретизации АЦП, ω — радиальная частота заполнения сигнала на входе АЦП, ω_0 — радиальная частота несущей зондирующего сигнала, c — скорость света.

В случае импульсного сигнала индекс s при R_s в (2) целесообразно заменить на номер периода зондирования и предположить, что в течение длительности эхо-импульса положение цели в пространстве не успевает измениться. В рамках такого допущения вместо отсчетов АЦП возможно использовать результаты их частичного суммирования, выполняемого по методам, рассмотренным в [3].

На рис. 1, 2 в виде сплошной линии представлен результат быстрого преобразования Фурье (БПФ) для 4096 отсчетов напряжений, полученных на интервале 60 и 80 мс соответственно от одиночного источника непрерывного сигнала с длиной волны 3 см, высотой цели $H_{\text{ц1}} = 5000$ м, дальностью $D_{\text{ц1}} = 5000$ м и скоростью $V = 500$ м/с. Вдоль горизонтальной оси отложены номера частотных фильтров, а по вертикали — амплитуды отклика БПФ. Для сравне-

ния пунктирной линией показан результат аналогичной обработки применительно к идеальной ситуации излучения неподвижного гармонического генератора, расположенного в исходном пункте траектории первой цели. Именно на такой результат, как правило, и рассчитывают, пренебрегая вращением линии визирования.

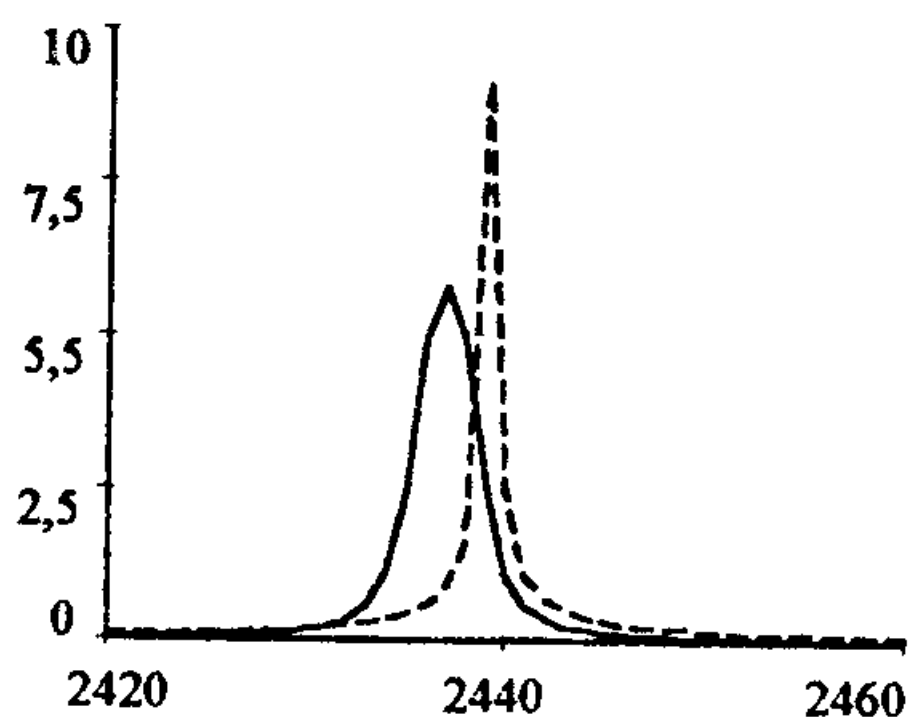


Рис. 1

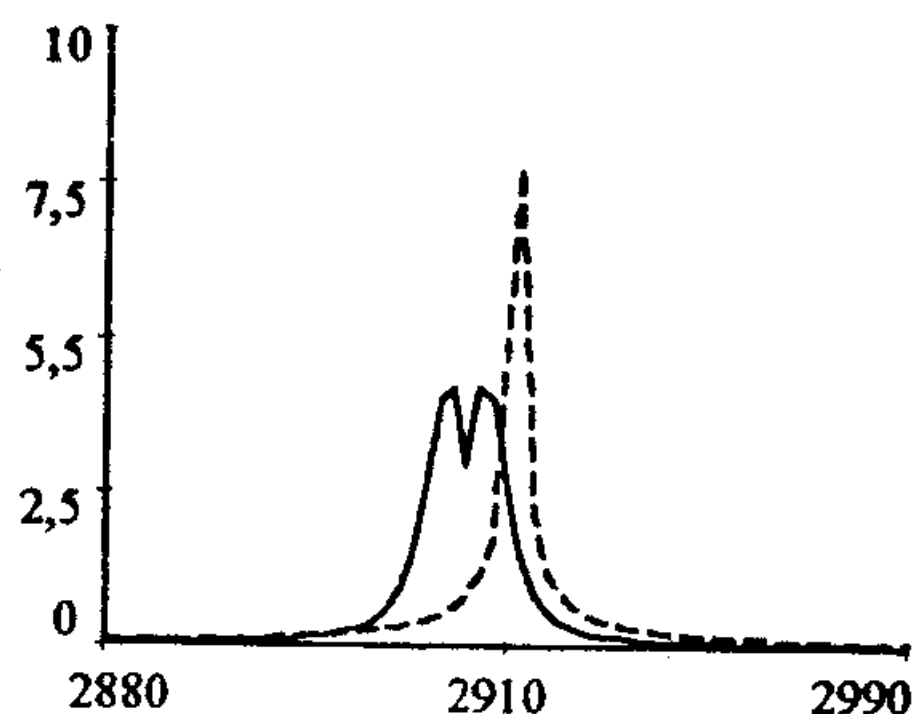


Рис. 2

В результате моделирования для указанных условий была подтверждена возможность применения алгоритмов спектрального оценивания, ориентированных на гармонический сигнал, если время накопления составляет 40 мс. Однако при этом оценки частоты движущегося источника приобретают выраженное смещение.

При увеличении интервала накопления до 60 мс (рис. 1) гармоническая модель теряет свою состоятельность. Тем не менее одномодовость огибающей локализованного спектрального участка, соответствующего сигналу движущегося отражателя, позволяет провести достаточно точную селекцию энергетического центра сигнального отклика по методу максимального правдоподобия. Соответствующий алгоритм обработки состоит в итерационном оценивании частоты вещественного эхо-сигнала ω путем максимизации функции

$$F_M = a^c \sum_{s=1}^S U_s \cos p_s - a^s \sum_{s=1}^S U_s \sin p_s = \max \quad (3)$$

где

$$a^c = \left[\sum_{s=1}^S \sin^2 p_s D_1 - 0,5 \cdot \sum_{s=1}^S \sin 2 p_s D_2 \right] \cdot \tilde{D}^{-1}, D_1 = \sum_{s=1}^S U_s \cos p_s,$$

$$a^s = \left[- \sum_{s=1}^S \cos^2 p_s D_2 + 0,5 \cdot \sum_{s=1}^S \sin 2 p_s D_2 \right] \cdot \tilde{D}^{-1}, D_2 = \sum_{s=1}^S U_s \sin p_s,$$

$$\tilde{D} = \begin{vmatrix} \sum_{s=1}^S \cos^2 p_s & -0,5 \cdot \sum_{s=1}^S \sin 2 p_s \\ -0,5 \cdot \sum_{s=1}^S \sin 2 p_s & \sum_{s=1}^S \sin^2 p_s \end{vmatrix}, p_s = \omega \cdot \Delta t (s - 1).$$

При дальнейшем увеличении интервала накопления до 80 мс (рис. 2) огибающая спектрального отклика сигнала становится многомодовой, а задача точной оценки частоты без учета вращения линии визирования цели теряет смысл. В этом случае для успешного решения измерительной задачи в процедуре (3) необходимо учесть закон эволюции доплеровского приращения частоты. В рассматриваемом упрощенном варианте сигнальной модели для этого достаточно заменить аргумент $p_s = \omega \cdot \Delta t (s - 1)$ подстановкой

$p_s = \omega \Delta t (s - 1) - \omega_0 \frac{2 R_s}{c}$. В результате частотной селекции необходимо будет осуществить перебор по всем неизвестным, в роли которых выступают величины R_0, V, ε_0 .

При удачном подборе закона эволюции множителя R_s такой подход позволяет уменьшить расширение спектра сигнала (рис. 1). В одноцелевой ситуации процесс перебора неизвестных параметров в (3) имеет смысл останавливать по достижении шириной локализованного спектрального участка сигнала заданного минимума. Полученные для оговоренных выше условий результаты моделирования подтвердили сходимость итерационной процедуры оценивания.

В идеальном случае, когда известно удаление источников, обработка (3) с учетом девиации частоты позволяет в условиях длительного накопления заметно улучшить визуально воспринимаемое спектральное разрешение. В подтверждение этого обратимся к результатам моделирования двухсигнальной ситуации приема, представленными на рис. 3, 4. На первом из них (рис. 3) сплошной линией показан результат 4096-точечного БПФ 80-миллисекундной выборки бесшумовой смеси сигналов двух источников (параметры первого соответствуют данным для рис. 1, 2, а второго — $H_{112} = 4995$ м, $D_{112} = 5010$ м, $V = 500$ м/с).

Отчетливо видно, что частотные отклики сигналов слились в сплошной трехмодовый сегмент. Их визуальное разрешение в релеевском смысле не представляется возможным, хотя разнос по доплеровской частоте (без учета девиации) и превышает ширину фильтра (пунктирной линией показан резуль-

тат, который бы имел место в случае движения источников вдоль линии визирования).

На рис. 4 приведен результат выполнения применительно к рассматриваемой ситуации одноцелевой измерительной процедуры (3) с учетом $p_s = \omega \Delta t (s - 1) - \omega_0 \frac{2R_s}{c}$. При этом перебор осуществлялся по неизвестной скорости полета V , тогда как в качестве величин R_0, ϵ_0 использовались их значения для первой цели на момент начала накопления. Результатом такого упрощения явилась смещенность оценки частоты сигнала второго источника (по горизонтальной оси указаны значения скорости цели).

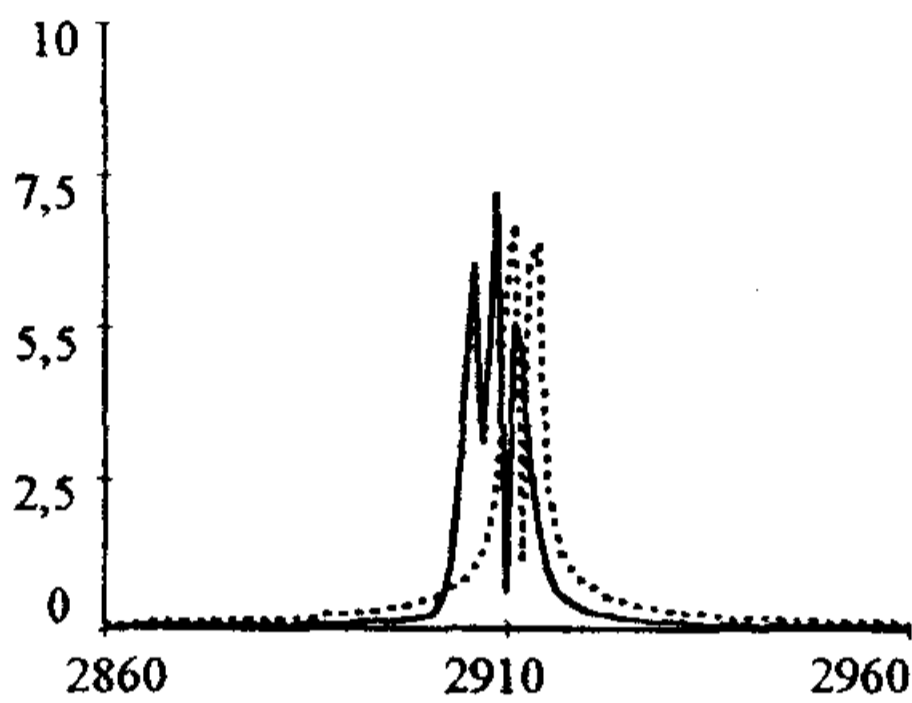


Рис. 3

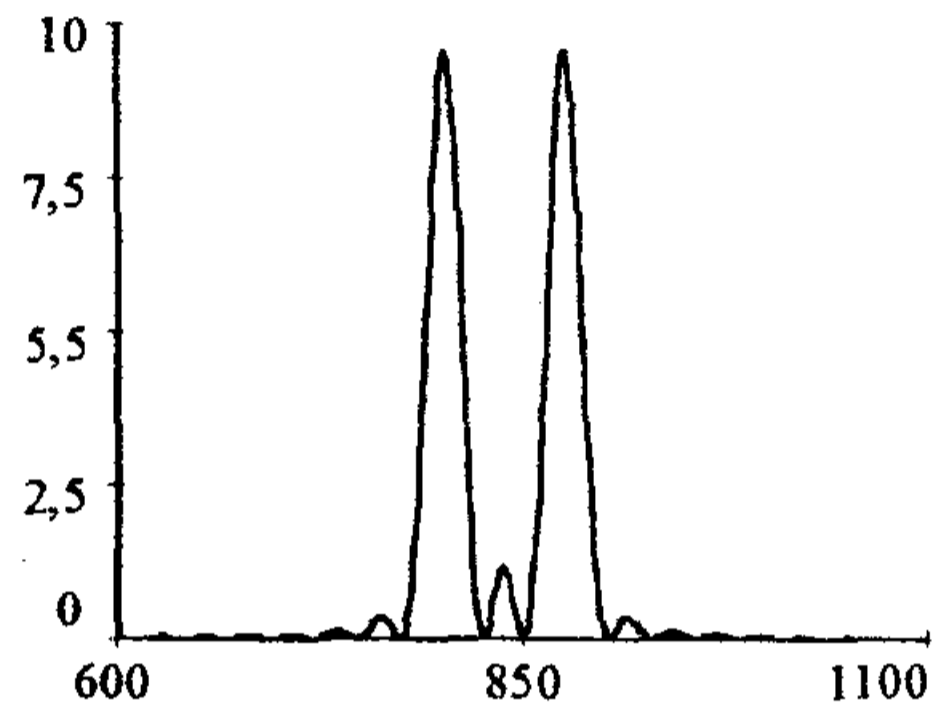


Рис. 4

Следует отметить, что смещенность результирующих оценок может быть асимптотически сведена к нулю на основе подхода, учитывающего количество эхо-сигналов и сводящегося в данном случае к применению двухсигнальной измерительной процедуры

$$F_M = \sum_{m=1}^2 a_m^c \sum_{s=1}^S U_s \cos p_{ms} - \sum_{m=1}^2 a_m^s \sum_{s=1}^S U_s \sin p_{ms} = \max, \quad (4)$$

где

$$a_m^c = D_m^c / D; \quad a_m^s = D_m^s / D,$$

$$D = \begin{vmatrix} B_{11} & C_{12} \\ C_{21} & B_{22} \end{vmatrix}, \quad B_{nn} = \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^S \cos^2 p_{ns} & -0,5 \cdot \sum_{s=1}^S \sin 2 p_{ns} \\ -0,5 \cdot \sum_{s=1}^S \sin 2 p_{ns} & \sum_{s=1}^S \sin^2 p_{ns} \end{bmatrix},$$

$$C_{nm} = \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^S \cos p_{ns} \cos p_{ms} & - \sum_{s=1}^S \cos p_{ns} \sin p_{ms} \\ - \sum_{s=1}^S \cos p_{ms} \sin p_{ns} & \sum_{s=1}^S \sin p_{ns} \sin p_{ms} \end{bmatrix}, \quad C_{nm} = C_{mn}^T, \\ p_{ns} = \omega_n \Delta t (s-1) - \omega_0 \cdot \frac{2R_s}{c},$$

причем определители D_m^c , D_m^s получены из определителя D заменой соответствующего m -го четного (для D_m^c) или нечетного (для D_m^s) столбца вектором свободных членов $\{W_1, W_2\}^T$, в котором

$$W_m = \begin{bmatrix} \sum_{s=1}^S U_s \cos p_{ms} & \sum_{s=1}^S U_s \sin p_{ms} \end{bmatrix}^T.$$

Отсутствие априорной информации о количестве источников неизбежно предполагает совмещение решения задачи частотной селекции с проверкой пакета возможных гипотез относительно количественного состава групповых целей. В данном подходе для этого достаточно воспользоваться поиском максимума максиморум на множестве откликов всего допустимого набора функций типа (3), (4) с последующим выбором в качестве конечного результата измерения того комплекта оценок частоты, который соответствует наибольшему значению итерационных функций.

Таким образом, синтезированные на основе метода максимального правдоподобия процедуры оценивания (3) и (4) при справедливости оговоренных допущений позволяют решить задачу частотной селекции эхо-сигналов в случае больших интервалов накопления. Однако с ростом количества источников и при учете трехмерных характеристик их движения в пространстве предложенный подход для несмещенного оценивания частоты становится достаточно громоздким. Это снижает результативность частотного разрешения и отводит дальнометрии роль предпочтительного средства раздельного измерения параметров каждого из объектов групповой цели.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Слюсар В. И. Точность измерений угловых координат линейной цифровой антенной решеткой при неидентичных приемных каналах // Радиозлектроника.— 1999.— № 1.— С. 11—18. (Изв. высш. учеб. заведений).
2. Александров Б. Бортовые РЛС с АФАР для тактических истребителей Японии и США // Зарубежное военное обозрение.— 1996.— № 3.— С. 39—40.
3. Слюсар В. И. Синтез алгоритмов измерения дальности M источников при дополнительном стробировании отсчетов АЦП // Радиозлектроника.— 1996.— № 5.— С. 55—62. (Изв. высш. учеб. заведений).

г. Киев.

Поступила в редакцию после переработки 17.05.99.