

УДК 621.396.96

АДАПТИВНОЕ КОГЕРЕНТНОЕ НАКОПЛЕНИЕ ОТРАЖЕННЫХ СИГНАЛОВ

С.А. ГАБЕЦ, канд. техн. наук, доц. С.Ю. СЕДЫШЕВ
(Военная академия Республики Беларусь, Минск)

Рассмотрен способ улучшения характеристик обнаружения радиолокационных сигналов путем перераспределения времен когерентного и некогерентного накоплений. Предложен вариант реализации адаптивного устройства когерентного накопления. Произведен сравнительный анализ адаптивного и неадаптивного тракта обработки сигнала методом математического моделирования.

Введение. В теории обнаружения наиболее часто используются три модели последовательностей флукутуирующих сигналов [1, 2]:

1) модель медленных флукутаций отраженных сигналов (ОС) с временем междупериодной корреляции τ_c , большим, чем время наблюдения T_n . Для такой модели сигнала после компенсации мешающих отражений (МО) все время наблюдения используется для когерентного накопления (КН) ОС [1];

2) модель быстрой флукутуирующего отраженного сигнала. Для этой модели характерно отсутствие междупериодной корреляции отраженных сигналов $\tau_c \ll T_n$. В этом случае когерентное накопление (КН) отсутствует, а оптимальная временная обработка заключается в когерентной компенсации МО (КК МО), квадратичном детектировании (КД) и некогерентном накоплении (НН) сигнала на всем интервале наблюдения T_n ;

3) модель частично-когерентной пачки отраженных сигналов является наиболее общей ($\tau_c < T_n$). Для этой модели отраженного сигнала оптимальным является сочетание КН на интервале времени $T_{кн} = \tau_c < T_n$ и последетекторного НН на интервале времени $T_{нн} = T_n - T_{кн}$ [1].

На практике при построении эффективных радиолокационных приемников целесообразно использовать модель ОС с частичной когерентностью. Это обусловлено тем, что ОС приобретает случайные составляющие амплитуды и фазы вследствие различных факторов: изрезанности диаграммы обратного вторичного излучения, случайного ракурса цели, различных погодных условий [2] и т.д. Адаптация радиолокационного обнаружителя к времени междупериодной корреляции τ_c ОС (коэффициенту междупериодной корреляции (r_c)) позволила бы оптимально распределить время наблюдения T_n между этапами когерентного и некогерентного накопления и скорректировать параметры устройства принятия решений в соответствии с текущей предпороговой статистикой [1–3].

Известны радиолокационные станции (РЛС), которые используют приемники с сочетанием когерентного и некогерентного накопления. Недостатком используемых устройств является то, что они имеют фиксированные настройки и не могут использовать эффективно весь интервал времени КН.

Эффективность КН и НН возможно увеличить, если автоматически изменять их настройки в зависимости от корреляционных характеристик входного сигнала.

Характеристики обнаружения радиолокационных сигналов. При известном коэффициенте междупериодной корреляции эффективность КН определяется выражением (1) или (2) [1, 2], и как видно из этих выражений, потенциал достигается в случае совпадения ширины амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) $\Delta F_{п}$ с шириной зубца гребенчатого спектра последовательности ОС ΔF_{Lc} или совпадении коэффициента междупериодной корреляции корреляционной характеристики устройства когерентного накопления $r_{кн}$ с коэффициентом междупериодной корреляции флукутаций последовательности ОС $r_c = \exp(-T_n/\tau_c)$.

$$v_{п} = \frac{F_{п}}{\Delta F_{п}} = \frac{F_{п}}{\Delta F_{Lc}} = \frac{F_{п}}{\Delta f_c + 1/T_n} \cong \frac{F_{п}}{\Delta f_c + 1/LT_{п}} \cong \langle \Delta f_c \ll 1/LT_{п} \rangle \cong L, \quad (1)$$

где $F_{п}$ – частота повторения зондирующего сигнала (ЗС); L – число импульсов пачке; Δf_c – ширина спектра междупериодных флукутаций пачки ОС; $T_{п}$ – период повторения ЗС.

$$v_{п} = \begin{cases} \frac{1+r_L r_c}{1-r_L r_c}, & \text{если } r_c > r_{кн}; \\ \frac{1+r_L r_{кн}}{1-r_L r_{кн}}, & \text{если } r_c \leq r_{кн}, \end{cases} \quad (2)$$

где $r_L = \exp(-2/L)$ – коэффициент междупериодной корреляции флукутаций, учитывающий ограниченное число импульсов пачки.

Учитывая коэффициент междупериодной корреляции ОС при НН, возможно улучшить характеристики обнаружения [1, 2], как показано на рисунке 1, при оптимальном сочетании времен КН и НН. В слу-

чае неоптимального сочетания времен КН и НН возникают потери эффективности в размере 2–5 дБ в зависимости от корреляционных свойств входного сигнала, что видно из выражения (2) и рисунка 1.

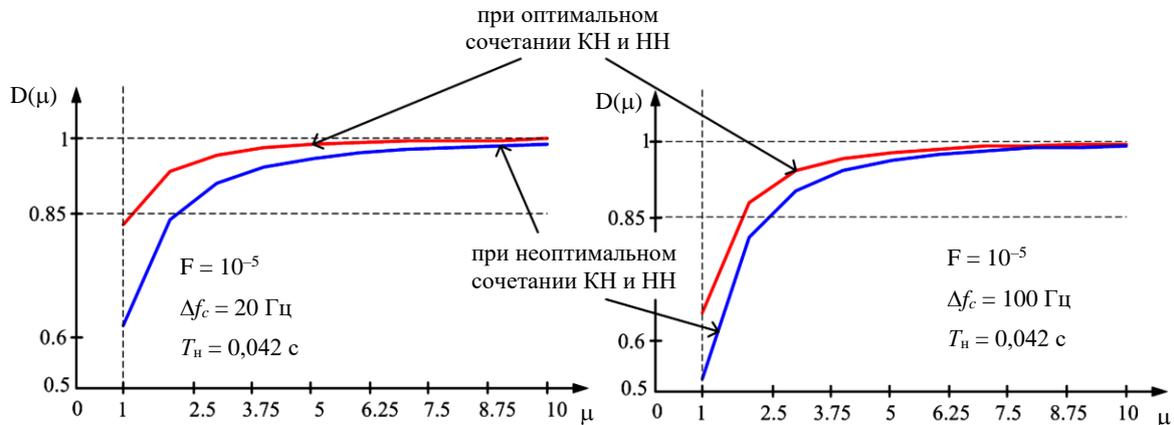


Рис. 1. Характеристики обнаружения при накоплении флуктуирующих сигналов

Так как коэффициент корреляции ОС r_c зависит от различных факторов, в частности от класса цели, ракурса и тангажа полета и погодных условий, то радиолокационные приемники с фиксированными параметрами устройств КН и НН не достигают максимально возможной эффективности обнаружения.

Адаптация междупериодной обработки (МПО) к коэффициенту междупериодной корреляции, алгоритм работы адаптивного фильтра когерентного накопления. Адаптивный КН возможно реализовать по аналогии с адаптивным линейным сумматором с градиентным поиском весовых коэффициентов [4, 5]. Алгоритм работы адаптивного линейного сумматора представлен выражением (3) и (4):

$$\varepsilon_k = S_{1k} - S_{1k-1} \mathbf{W}_k, \quad (3)$$

$$S_{11k} = S_{1k} + S_{1k-1} \mathbf{W}_k, \quad (4)$$

где ε_k – сигнал ошибки, используемый для коррекции вектора весовых коэффициентов; S_{1k} – входной сигнал когерентного накопителя после КК МО; S_{11k} – выходной сигнал устройства когерентного накопления; k – переменная, означающая номер периода повторения ЗС; \mathbf{W}_k – вектор весовых коэффициентов адаптивного устройства КН (выражение (8)); \mathbf{S}_{1k} – вектор входного сигнала когерентного накопителя (5):

$$\mathbf{S}_{1k} = [S_{1k}, S_{1k-1}, \dots, S_{1k-L}]^T, \quad (5)$$

$$\mathbf{W}_k = [w_{1,k}, w_{2,k}, \dots, w_{L,k}]^T. \quad (6)$$

Процесс адаптации фильтра КН заключается в коррекции его весовых коэффициентов, при значениях которых выходной сигнал ошибки ε_k становится минимальным. Особое место среди всех методов занимает метод наименьших квадратов [4], так как он является простым при практической реализации [4, 5]. В данном методе в качестве оценки градиента берется само значение среднеквадратической ошибки ε_k^2 , благодаря чему на каждой итерации адаптивного процесса оценка градиента определяется как [4]:

$$\hat{\nabla}_k = -2\varepsilon_k \mathbf{X}_k. \quad (7)$$

Имея такую оценку градиента, адаптивный алгоритм можно представить в виде

$$\mathbf{W}_{k+1} = \mathbf{W}_k - \mu \hat{\nabla}_k = \mathbf{W}_k + 2\mu \varepsilon_k \mathbf{X}_k. \quad (8)$$

Параметр μ определяют устойчивость и скорость сходимости процесса адаптации:

$$0 < \mu < \frac{1}{(L+1)\sigma_c^2}, \quad (9)$$

где σ_c^2 – мощность входного сигнала S_{1k} .

В общем случае параметр μ определяется неравенством:

$$0 < \mu < \frac{1}{tr[\mathbf{R}]}. \quad (10)$$

Здесь $tr[\mathbf{R}]$ – сумма диагональных элементов корреляционной матрицы \mathbf{R} .

Адаптивная система является устойчивой, если математическое ожидание вектора весовых коэффициентов $E[\mathbf{W}_{k+1}]$ сходится к винеровскому решению [4]:

$$\mathbf{W}^* = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}, \tag{11}$$

где \mathbf{W}^* – оптимальный вектор весовых коэффициентов, при котором выходной сигнал ошибки ε_k имеет минимальное значение; \mathbf{P} – математическое ожидание произведения вектора входного сигнала и полезного отклика:

$$\mathbf{P} = E[d_k \mathbf{S}_{I k}]. \tag{12}$$

Здесь d_k – полезный отклик, в данном случае – входной сигнал $S_{I k}$.

Из выражений (5), (6) и (10) следует структура адаптивного фильтра КН L -го порядка (рис. 2).

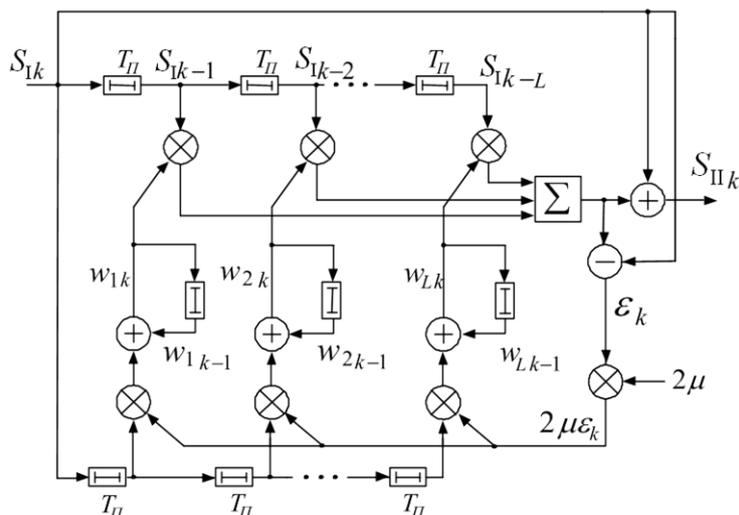


Рис. 2. Структурная схема адаптивного фильтра когерентного накопления

Вектор \mathbf{W}_k описывает импульсную характеристику адаптивного фильтра КН, которая изменяется во времени в зависимости от входного сигнала. Амплитудно-частотная характеристика такого фильтра изменяется в зависимости от ширины спектра междупериодных флуктуаций последовательности ОС, благодаря чему используется весь интервал времени $T_{кн}$.

Имитационное моделирование тракта междупериодной обработки. Проверка работоспособности адаптивного фильтра КН проводилась путем математического моделирования. Для этого в математической среде Mathcad был смоделирован входной сигнал после внутрипериодной обработки, который состоял из аддитивной смеси гауссовского шума и ОС от трех целей на разных дальностях и азимутах.

Этапы формирования модели сигнала следующие:

1) дискретный белый гауссовский шум (h_i) подавался на формирующий фильтр. Алгоритм работы формирующего фильтра ($K_{ф.ф.с}$) описывается в [6], на выходе которого в зависимости от времени корреляции (τ_c) формировался стационарный случайный процесс с заданными корреляционными характеристиками;

2) далее стационарный случайный процесс перемножался с результирующей диаграммой направленности от цели ($g_{сk,i}$), формирование которой описывается двумерной цифровой сверткой, по азимуту с ДНА и по дальности КФ закона модуляции зондирующего сигнала, так как сигнал формировался после внутрипериодной обработки (ВПО). В данном случае индекс i (номер дискрета дальности) означает зависимость диаграммы от времени, индекс k (номер периода зондирования) характеризует зависимость диаграммы от периода зондирования;

3) для учета мощности полученные нормированные огибающие пачек сигналов перемножались на отношение амплитуд (γ_c), мощность шума приемника считалась равной единице. Частота Доплера сигнала ($F_{дс}$) учитывалась путем умножения на $\exp(-2\pi F_{дс} T_{П} i)$.

Принятый сигнал после ВПО формировался согласно следующему выражению:

$$x_{i,k} = m_{i,k} + h_{i,k} / \sqrt{2}, \tag{13}$$

где $m_{i,k}$ – сигнал от цели, определим как

$$m_{i,k} = h_{i,k} K_{ф.ф.с} g_{сk,i} \gamma_c / \sqrt{2} e^{j2\pi F_{дс} T_{П} i}. \tag{14}$$

При моделировании входного сигнала в качестве исходных данных использовались:

1) характеристики типового тактического истребителя: дальности до целей – 95,5 км, 100 и 104,5 км; эффективная отражающая поверхность для всех целей – 6 м²; скорости полета целей – 250 м/с, 300 и 350 м/с; ширина спектра флуктуаций пачки ОС для каждой цели – 20 Гц;

2) характеристики РЛС: РЛС кругового обзора; импульсная мощность – 700 кВт; длительность ЗС – 3 мкс; период повторения – 3 мс; длина волны – 10 см; вид закона модуляции ЗС – простой прямоугольный радиоимпульс; ширина диаграммы направленности антенны в азимутальной плоскости 1,5 град, в угломестной – 2,5 град; скорость обзора – 36 град/с; коэффициент шума приемника – 4; отношение сигнал/шум – 2,5 дБ.

Полученная модель принятого сигнала после ВПО показана на рисунке 3, а. Порядок адаптивного фильтра КН выбран 3, так как модель сигнала более соответствует 3-му порядку. Некогерентно накапливались 2 импульса.

Процесс КН производился согласно адаптивному алгоритму, представленному структурной схемой (см. рис. 2). Модули сигнала на различных этапах обработки показаны на рисунках 3, б и 3, в, где k – отсчет азимута, i – отсчет дальности. Для сравнения был смоделирован неадаптивный тракт МПО, включающий КН из 8-ми фильтров быстрого преобразования Фурье, квадратичный детектор и НН 2-го порядка, результаты показаны на рисунке 3, г.

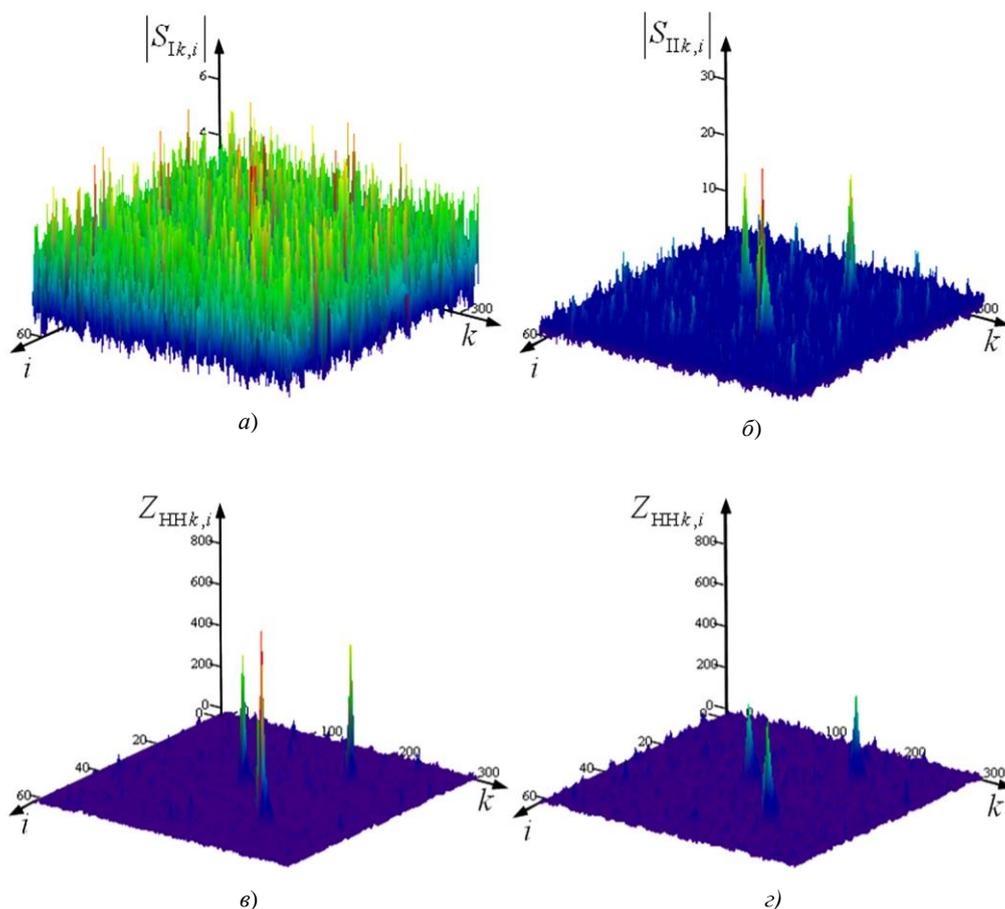


Рис. 3. Двухмерные массивы модулей комплексных амплитуд сигналов:

- а – входной сигнал после внутрипериодной обработки;
- б – выходной сигнал адаптивного фильтра когерентного накопления;
- в – выходной сигнал после некогерентного накопления адаптивной междупериодной обработки;
- г – выходной сигнал после некогерентного накопления неадаптивной междупериодной обработки

Для наглядности полученные результаты МПО представлены на 34-м отсчете дальности на рисунке 4. При этом эффективность адаптивного фильтра КН составила 9,44 дБ, потенциальная эффективность, рассчитанная согласно выражению (1), составляет 10,14 дБ, что подтверждает правильность работы алгоритма предложенного адаптивного фильтра КН. Также из рисунка 4 видно, что эффективность адаптивного тракта МПО на 3,5 дБ выше неадаптивного, которая составляет 5,9 дБ.

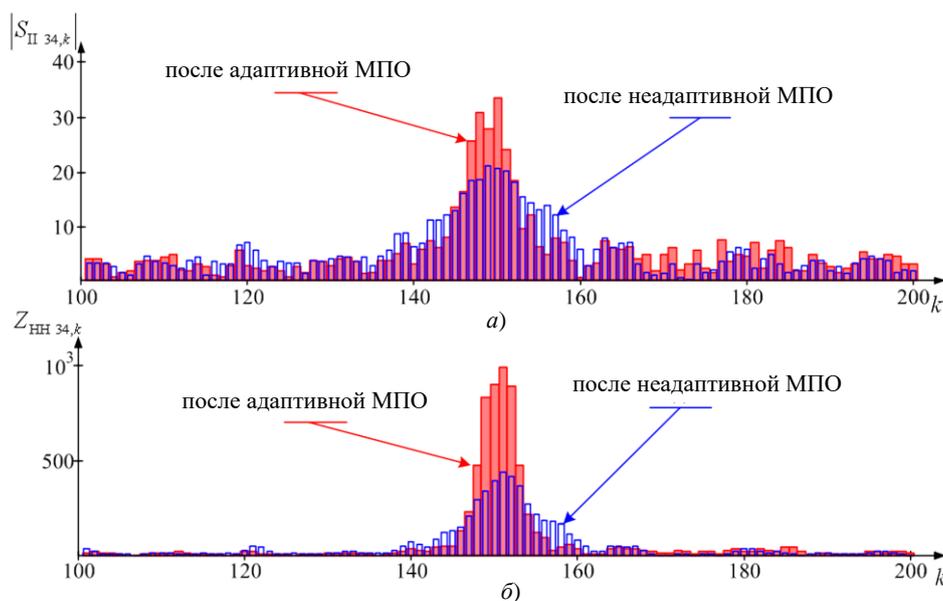


Рис. 4. Результаты адаптивной и неадаптивной междупериодной обработки на 34-м элементе дальности:
 а – после когерентного накопления; б – после некогерентного накопления

Заключение. Рассмотрена возможность применения адаптивных алгоритмов с градиентным поиском весовых коэффициентов методом наименьших квадратов для реализации адаптивного фильтра когерентного накопления медленнофлуктуирующего сигнала. В результате чего получена структурная схема и алгоритм работы такого фильтра. С помощью математического моделирования показана эффективность рассматриваемого алгоритма. Фильтр когерентного накопления с фиксированными параметрами максимальной эффективности достигает только в частном случае, когда совпадает ширина амплитудно-частотной характеристики с шириной спектра огибающей пачки отраженных сигналов, которая определяется временем наблюдения и шириной спектра междупериодных флуктуаций (коэффициента междупериодной корреляции). Коэффициент междупериодной корреляции изменяется в зависимости от множества различных факторов. По этой причине неадаптивный фильтр когерентного накопления в общем случае проигрывает в эффективности адаптивному фильтру, который учитывает корреляционные характеристики сигнала и использует весь возможный интервал времени когерентного накопления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Латушкин, В.В. Основы радиолокации. Модели сигналов и помех / В.В. Латушкин, С.А. Горшков, С.Ю. Седышев. – Минск: Воен. акад. Респ. Беларусь, 2005. – Ч. II: Конспект лекций. – 127 с.
2. Охрименко, А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба / А.Е. Охрименко. Ч. 1. – М., 1983. – 456 с.
3. Ширман, Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос. – 2-е изд. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
4. Видроу, Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Видроу, С. Стирнз; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
5. Монзинго, Р.А. Адаптивные антенные решетки / Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
6. Быков, В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике / В.В. Быков. – М.: Сов. радио, 1971. – 328 с.

Поступила 09.01.2014

ADAPTIVE COHERENT ACCUMULATION OF ECHO SIGNALS

S. GABETS, S. SEDYSHEV

The way of improvement of radar signal characteristics of detection by reallocation of coherent and non-coherent accumulation time. The alternative of implementation of the adaptive device of coherent accumulation is offered. A comparative analysis of adaptive and non-adaptive signal processing path by mathematical modeling.