

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.4.4>

УДК: 621.396.96

АЛГОРИТМЫ КОМПЕНСАЦИИ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В РЕКУРСИВНЫХ ФИЛЬТРАХ МЕЖДУПЕРИОДНОГО НАКОПЛЕНИЯ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА

А.С. Солонар, Е.Н. Буйлов, Д.В. Лещенко

«КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»,
220026, Республика Беларусь, Минск, пр-т Партизанский, 64а

Статья поступила в редакцию 27 февраля 2026 г.

Аннотация. В статье рассмотрены обобщенные структуры и алгоритмы работы рекурсивных устройств междупериодного накопления флуктуирующей последовательности отраженного сигнала (когерентного и некогерентного). В ходе исследования проведен анализ причин возникновения переходных процессов в накопителях, а также оценено их влияние на параметры огибающей пачки отраженного сигнала. Разработаны алгоритмы компенсации переходных процессов для когерентных и некогерентных накопителей, реализованных с использованием рекурсивных фильтров. Практическая значимость предложенных решений проиллюстрирована результатами математического моделирования, демонстрирующими их эффективность.

Ключевые слова: междупериодная обработка, рекурсивный фильтр, когерентное накопление, некогерентное накопление, медленно и быстро флуктуирующий отраженный сигнал, компенсация переходных процессов, коэффициент корреляции.

Автор для переписки: Буйлов Евгений Николаевич, lerka.by@mail.ru

Введение

Современные радиолокационные системы требуют поиска перспективных методов обработки сигналов, обеспечивающих обнаружение слабых сигналов на фоне шумов, особенно в условиях ограниченных вычислительных ресурсов и высоких требований к быстродействию. Одним из эффективных способов повышения отношения сигнал-шум и улучшения характеристик обнаружения является междупериодное накопление отраженного сигнала [1-8].

Междупериодное когерентное и некогерентное накопление сигнала реализуется с помощью цифровых фильтров с конечной (КИХ) или бесконечной (БИХ) импульсной характеристикой [3,6,9-11].

Применение фильтров с КИХ для накопления позволяет относительно легко учитывать длительность переходных процессов (ПП) при условии фиксированных корреляционных свойств пачки отраженного сигнала (ОС). Число отводов КИХ фильтра соответствует числу ОС в пачке [6,9]. Поэтому его целесообразно применять для пачек небольших размеров (до нескольких десятков). Адаптация КИХ фильтра к свойствам пачки ОС вызывает ряд проблем, связанных с необходимостью изменения структуры фильтра и его параметров, что приводит к появлению скачкообразных ПП. Кроме того, усложнение структуры фильтра требует введения буфера памяти, элементов управления и выполнения пересчетов выходного сигнала.

Проблемой БИХ фильтров является наличие ПП даже для стационарных свойств пачки ОС. Данный тип фильтров накопления имеет рекурсивную структуру и обладает рядом преимуществ перед КИХ фильтрами такими как: высокая скорость обработки; минимальные аппаратные затраты при аналогичной эффективности накопления; компактность структуры; возможность адаптации параметров в реальном времени. Кроме того, БИХ фильтры позволяют получить требуемые частотные характеристики при меньшем значении порядка фильтра по сравнению с КИХ [5,9,12,13].

Длительность ПП в фильтрах накопления обусловлены временем накопления ОС (размером пачки), что приводит к искажениям их амплитудно-фазовых

характеристик и снижению качества обработки [14]. В условиях междупериодного накопления данный недостаток проявляется в ухудшении эффективности обнаружения слабых целей и разрешающей способности по азимуту, ложных срабатываниях устройства принятия решения и др. [3,15].

Целью данной статьи является разработка алгоритмов компенсации ПП рекурсивных устройств с БИХ когерентного и некогерентного накопления флуктуирующей последовательности ОС на всем интервале наблюдения.

1. Рекурсивные алгоритмы междупериодного накопления флуктуирующей последовательности отраженного сигнала

Среди большого разнообразия фильтров широкое распространение при реализации когерентного и некогерентного накопления ОС получили фильтры, реализованные по схеме с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ) первого порядка [3,6,11,19,15].

Обобщенный алгоритм междупериодного накопления флуктуирующей последовательности ОС на k -м периоде повторения, реализованного с помощью БИХ фильтра 1-го порядка (рис. 1) можно представить в виде [1-5]:

$$y_{(k)} = \alpha x_{(k)} + \beta y_{(k-1)}, \quad (1)$$

где $x_{(k)}$ – входной сигнал устройства междупериодного накопления ОС. При когерентном накоплении – выход устройства когерентной компенсации мешающих отражений либо фильтра одиночных сигналов, а при некогерентном – выход квадратичного детектора; α , β – коэффициенты фильтра. При реализации когерентного накопления данные коэффициенты могут принимать комплексное значение, а при некогерентном накоплении – вещественное (действительное) [1,3].

Следует отметить, что коэффициент β задержанной обратной связи БИХ фильтра должен быть меньше единицы ($\beta < 1$). В противном случае система с положительной обратной связью теряет устойчивость (возбуждается) [1,2].

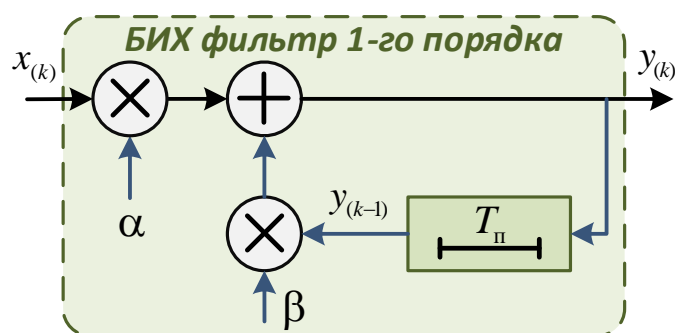


Рис. 1. Структура устройства междупериодного накопления флуктуирующей последовательности ОС, реализованного с помощью БИХ фильтра 1-го порядка.

Однако, помимо достоинств БИХ-фильтра (высокая эффективность, точное выделение полезного сигнала на фоне помех, возможность работы в реальном времени и др.), ему свойственен основной недостаток, связанный с длительными ПП, превышающими протяженность пачки ОС в 3-5 раза [1,3]. При этом переходной эффект проявляется сильнее с ростом мощности сигнала (выходной сигнал медленно затухает даже после прекращения поступления сигнала на накопители).

Чтобы сгладить ПП в устройстве когерентного и некогерентного накоплений, требуется проанализировать сигналы на выходе фильтров и выделить компенсационную составляющую, чему и посвящены следующие разделы статьи.

2. Алгоритмы компенсации переходных процессов в рекурсивных фильтрах когерентного накопления слабой медленно флуктуирующей последовательности отраженного сигнала

В случае произвольной интенсивности сигнала его оптимальная обработка сводится к сочетанию когерентного накопления на оптимальном интервале и некогерентного – на оставшемся интервале наблюдения. Оптимальное время когерентного накопления ($T_{\text{кн}} = T_{\text{п}} L_{\text{кн}}$, где $T_{\text{п}}$ – период повторения радиоимпульсов, а $L_{\text{кн}}$ – число когерентно обрабатываемых периодов) обратно пропорционально ширине зубцов ($\Delta F_{\text{п}}$) квадрата гребенчатой амплитудно-частотной характеристике оптимального устройства накопления [1-4].

В соответствии с выражением (1) алгоритм когерентного череспериодного суммирования, флуктуирующего ОС с рециркулятором (рис. 1) на k -м периоде повторения можно записать в виде [1-5]:

$$S_{\Pi(k)} = S_{I(k)} + m S_{\Pi(k-1)}, \quad (2)$$

где $S_{I(k)}$ – выходной сигнал устройства когерентной компенсации мешающих отражений на k -м периоде повторения; $\alpha = 1$, а $\beta = m$ – коэффициенты фильтра когерентного накопления; $m = r_{\phi} r_L$ – коэффициент передачи канала задержанной обратной связи; $r_{\phi} = e^{-T_n/\tau_{\phi}}$ – коэффициент междупериодной корреляции импульсной характеристики накопителя рециркулятора; $r_L = e^{-2/L_{\text{кн}}}$ – коэффициент междупериодной корреляции флуктуаций ОС; τ_{ϕ} – постоянная времени фильтра.

Для случая слабого медленно флуктуирующего сигнала ($2\tau_c \gg L_{\text{кн}} T_{\Pi}$, где τ_c – время корреляции флуктуаций ОС) когерентное накопление ОС выполняется на все интервале наблюдения. В таком случае алгоритм (2) можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} S_{\Pi(k)} &= m S_{\Pi(k-1)} + S_{I(k)} = m(m S_{\Pi(k-2)} + S_{I(k-1)}) + S_{I(k)} = \\ &= m^2 S_{\Pi(k-2)} + m S_{I(k-1)} + S_{I(k)} = m^2(m S_{\Pi(k-3)} + S_{I(k-2)}) + m S_{I(k-1)} + S_{I(k)} = \\ &= m^3 S_{\Pi(k-3)} + m^2 S_{I(k-2)} + m S_{I(k-1)} + S_{I(k)} = \\ &= m^3(m S_{\Pi(k-4)} + S_{I(k-3)}) + m^2 S_{I(k-2)} + m S_{I(k-1)} + S_{I(k)} = \\ &= m^4 S_{\Pi(k-4)} + m^3 S_{I(k-3)} + m^2 S_{I(k-2)} + m S_{I(k-1)} + S_{I(k)} = \dots \end{aligned} \quad (3)$$

Из выражения (3) следует, что выходной сигнал когерентного череспериодного суммирования ОС с рециркулятором можно представить в виде суммы двух составляющих:

$$S_{\Pi(k)}^{\text{ЧПС}} = m^{L_{\text{кн}}} S_{\Pi(k-L_{\text{кн}})}^{\text{ЧПС}} + \left\{ \sum_{j=k-L_{\text{кн}}+1}^{k-1} [m^{k-j} S_{I(j)}] + S_{I(k)} \right\} = S_{\Pi(k)}^{\text{trans}} + S_{\Pi(k)}^{\text{signal}}, \quad (4)$$

где $S_{\Pi(k)}^{trans}$ – ПП когерентного накопителя:

$$S_{\Pi(k)}^{trans} = m^{L_{\text{кн}}} S_{\Pi(k-L_{\text{кн}})}; \quad (5)$$

$S_{\Pi(k)}^{signal}$ – полезный сигнал когерентного накопителя:

$$S_{\Pi(k)}^{signal} = \sum_{j=k-L_{\text{кн}}+1}^{k-1} [m^{k-j} S_{I(j)}] + S_{I(k)}. \quad (6)$$

Этап инициализации, на котором задаются начальные параметры устройства накопления заканчивается, когда $k = L_{\text{кн}}$. При этом выражение (4) обретает физическую значимость исключительно в случае, когда $L_{\text{кн}} \geq 2$.

В выражении (4) первая составляющая $S_{\Pi(k)}^{trans}$ учитывает влияние на выходной сигнал фильтра ($S_{\Pi(k)}^{\text{ЧПС}}$) результата накопления, запаздывающего на $L_{\text{кн}}$ периодов повторения (T_{Π}). Другими словами, это влияние сигнала, находящегося за пределами пачки ОС, которое, в основном, определяет значение рекурсивной составляющей выходного сигнала когерентного накопителя. Вторая составляющая ($S_{\Pi(k)}^{signal}$) в выражении (4) учитывает в выходном сигнале фильтра взвешенную сумму входных сигналов ($S_{I(k)}$) за длительность пачки $L_{\text{кн}}$. Таким образом, $S_{\Pi(k)}^{signal}$ несет актуальную информацию о наблюдаемом сигнале за время наблюдения (является полезной), а $S_{\Pi(k)}^{trans}$ является источником ПП.

С учетом введенных обозначений (выражения (5) и (6)) алгоритм компенсации ПП в устройстве когерентного череспериодного суммирования флуктуирующей последовательности ОС с рециркулятором определяется выражением:

$$\tilde{S}_{\Pi(k)}^{\text{ЧПС}} = S_{\Pi(k)}^{\text{ЧПС}} - m^{L_{\text{кн}}} S_{\Pi(k-L_{\text{кн}})}^{\text{ЧПС}} = S_{\Pi(k)}^{\text{ЧПС}} - S_{\Pi(k)}^{trans}. \quad (7)$$

Следует отметить, что при реализации когерентного череспериодного суммирования флуктуирующих сигналов с использованием многозвенного

устройства задержки максимальная эффективность ослабления ПП достигается при их компенсации после каждого звена.

В соответствии с выражением (1) алгоритм когерентного накопления, реализованный с использованием БИХ фильтра 1-го порядка (рис. 1) в k -м периоде повторения примет следующий вид [1-4]:

$$S_{\Pi(k)} = (1 - m)S_{I(k)} + mS_{\Pi(k-1)}, \quad (8)$$

где $\alpha = 1 - m$, а $\beta = m$ – коэффициенты фильтра когерентного накопления.

По аналогии с алгоритмом череспериодного суммирования (выражение (4)) для случая слабого медленно флуктуирующего сигнала когерентное накопление, реализованное с использованием БИХ фильтра 1-го порядка выполняется на все интервале наблюдения. В таком случае алгоритм когерентного накопителя можно представить в виде суммы двух составляющих:

$$\begin{aligned} S_{\Pi(k)}^{\text{БИХ1}} &= \\ &= m^{L_{\text{кн}}} S_{\Pi(k-L_{\text{кн}})}^{\text{БИХ1}} + \left\{ \sum_{j=k-L_{\text{кн}}+1}^{k-1} \left[(1-m)S_{I(j)} m^{k-j} \right] + (1-m)S_{I(k)} \right\} = \\ &= S_{\Pi(k)}^{\text{trans}} + S_{\Pi(k)}^{\text{signal}}, \end{aligned} \quad (9)$$

где $S_{\Pi(k)}^{\text{trans}}$ – ПП БИХ фильтра 1-го порядка идентичны череспериодному суммированию (выражение (5)):

$$S_{\Pi(k)}^{\text{trans}} = m^{L_{\text{кн}}} S_{\Pi(k-L_{\text{кн}})}^{\text{БИХ1}}; \quad (10)$$

$S_{\Pi(k)}^{\text{signal}}$ – полезный сигнал когерентного накопителя:

$$S_{\Pi(k)}^{\text{signal}} = \sum_{j=k-L_{\text{кн}}+1}^{k-1} \left[(1-m)S_{I(j)} m^{k-j} \right] + (1-m)S_{I(k)}. \quad (11)$$

Этап инициализации, на котором задаются начальные параметры устройства накопления заканчиваются, когда $k = L_{\text{кн}}$. При этом выражение (10) обретает физическую значимость в случае, когда $L_{\text{кн}} \geq 2$.

С учетом введенных обозначений алгоритм компенсации ПП в устройстве когерентного накопления последовательности ОС, реализованного с помощью БИХ фильтра 1-го порядка идентичен череспериодному суммированию и определяется выражением:

$$\tilde{S}_{\text{П}(k)}^{\text{БИХ1}} = S_{\text{П}(k)}^{\text{БИХ1}} - m^{L_{\text{кн}}} S_{\text{П}(k-L_{\text{кн}})}^{\text{БИХ1}} = S_{\text{П}(k)}^{\text{БИХ1}} - S_{\text{П}(k)}^{\text{trans}}. \quad (12)$$

С учетом приведенных рассуждений вычисление и вычитание ПП когерентного накопителя ($S_{\text{П}(k)}^{\text{trans}}$) из $S_{\text{П}(k)}$ выполняется в устройстве компенсации ПП, которое следует после рекурсивного фильтра когерентного накопления (до квадратичного детектора, рис. 2).



Рис. 2. Обобщенная структура устройства когерентного накопления слабого медленно флуктуирующего сигнала и компенсацией ПП.

Таким образом, алгоритм компенсации ПП рекурсивного когерентного накопителя включает следующие этапы:

1) Вычисление сигнала на выходе устройства накопления $S_{\text{П}(k)}$:

– в соответствии с алгоритмом (2) при реализации череспериодного суммирования ОС;

– в соответствии с алгоритмом (8) при использовании БИХ фильтра 1-го порядка.

2) Вычисление ПП устройства когерентного накопления ОС ($S_{\text{П}(k)}^{\text{trans}}$)

в соответствии с выражениями (5) и (10). Для исключения ситуации переполнения

разрядной сетки при программной реализации компенсации ПП в когерентном накопителе вычисление составляющей $S_{\Pi(k)}^{trans}$ может выполняться с помощью операции логарифмирования. В таком случае, выражение (5) либо (10) можно преобразовать к виду:

$$S_{\Pi(k)}^{trans} = 10^{(L_{\text{кн}} \log_{10}(m))} S_{\Pi(k-L_{\text{кн}})} \cdot \quad (13)$$

3) Инициализация начальных параметров устройства когерентного накопления, которая заканчивается при условии $k = L_{\text{кн}}$.

4) Вычитание ПП ($S_{\Pi(k)}^{trans}$) из выходного сигнала устройства когерентного накопления $S_{\Pi(k)}$ в соответствии с выражениями (7) и (12).

3. Алгоритмы компенсации переходных процессов в рекурсивных фильтрах некогерентного накопления быстро флуктуирующей последовательности отраженного сигнала

Как известно, оптимальная обработка быстро (либо сильно) флуктуирующих сигналов произвольной интенсивности сводится к их некогерентному накоплению на всем интервале наблюдения. Это означает, что использование спектральных отличий сигнала и шума при этом менее выигрышно с точки зрения качества обнаружения, чем отличие отличий в законах распределения некогерентно накопленных сигналов и шумов [1-4].

Тогда с учетом выражения (1) алгоритм некогерентного накопления флуктуирующей последовательности ОС с выхода квадратичного детектора $|S_{\Pi(k)}|^2$ при помощи рециркулятора (рис. 1) на k -м периоде повторения можно записать в виде [1-4]:

$$Z_{\text{нн}(k)} = |S_{\Pi(k)}|^2 + m_{\text{нн}} Z_{\text{нн}(k-1)}, \quad (14)$$

где $\alpha = 1$, а $\beta = m_{\text{нн}}$ – коэффициенты фильтра некогерентного накопления; $m_{\text{нн}} = e^{-2/L_{\text{нн}}}$ – коэффициент задержанной обратной связи накопителя; $L_{\text{нн}}$ – число некогерентно обрабатываемых периодов.

По аналогии с алгоритмом когерентного накопления (выражение (4)) для случая быстро флуктуирующей последовательности сигналов произвольной интенсивности ($\tau_c < T_{\text{п}}$) некогерентное накопление выполняется на всем интервале наблюдения, алгоритм, которого на k -м периоде повторения можно записать в следующем виде:

$$Z_{\text{нн}(k)}^{\text{ПЦ}} = m_{\text{нн}}^{L_{\text{нн}}} Z_{\text{нн}(k-L_{\text{нн}})}^{\text{ПЦ}} + \left\{ \sum_{j=k-L_{\text{нн}}+1}^{k-1} \left[m_{\text{нн}}^{k-j} |S_{\text{П}(j)}|^2 \right] + |S_{\text{П}(k)}|^2 \right\} = Z_{\text{нн}(k)}^{\text{trans}} + Z_{\text{нн}(k)}^{\text{signal}}, \quad (15)$$

где $Z_{\text{нн}(k)}^{\text{trans}}$ – ПП некогерентного накопителя:

$$Z_{\text{нн}(k)}^{\text{trans}} = m_{\text{нн}}^{L_{\text{нн}}} Z_{\text{нн}(k-L_{\text{нн}})}^{\text{реп}}; \quad (16)$$

$Z_{\text{нн}(k)}^{\text{signal}}$ – полезный сигнал на выходе некогерентного накопителя:

$$Z_{\text{нн}(k)}^{\text{signal}} = \sum_{j=k-L_{\text{нн}}+1}^{k-1} \left[m_{\text{нн}}^{k-j} |S_{\text{П}(j)}|^2 \right] + |S_{\text{П}(k)}|^2. \quad (17)$$

По аналогии с когерентным накопителем этап инициализации заканчивается, когда $k = L_{\text{нн}}$. При этом выражение (15) обретает физическую значимость исключительно в случае, когда $L_{\text{нн}} \geq 2$.

С учетом введенных обозначений алгоритм компенсации ПП в устройстве некогерентного накопления флуктуирующей последовательности ОС с рециркулятором определяется выражением:

$$\tilde{Z}_{\text{нн}(k)}^{\text{ПЦ}} = Z_{\text{нн}(k)}^{\text{ПЦ}} - m_{\text{нн}}^{L_{\text{нн}}} Z_{\text{нн}(k-L_{\text{нн}})}^{\text{ПЦ}} = Z_{\text{нн}(k)}^{\text{ПЦ}} - Z_{\text{нн}(k)}^{\text{trans}}. \quad (18)$$

В соответствии с выражением (1) алгоритм некогерентного накопления с использованием БИХ фильтра 1-го порядка (рис.1) на k -м периоде повторения примет следующий вид: [1-4]:

$$Z_{\text{нн}(k)} = (1 - m_{\text{нн}}) |S_{\text{II}(k)}|^2 + m_{\text{нн}} Z_{\text{нн}(k-1)}, \quad (19)$$

где $\alpha = 1 - m_{\text{нн}}$, а $\beta = m_{\text{нн}}$ – коэффициенты фильтра некогерентного накопления.

Выполнив аналогичные преобразования, алгоритм некогерентного накопителя, реализованного с помощью БИХ фильтра 1-го порядка можно представить в виде суммы двух составляющих:

$$Z_{\text{нн}(k)}^{\text{БИХ1}} = m_{\text{нн}}^{L_{\text{нн}}} Z_{\text{нн}(k-L_{\text{нн}})}^{\text{БИХ1}} + \left\{ \sum_{j=k-L_{\text{нн}}+1}^{k-1} \left[(1 - m_{\text{нн}}) |S_{\text{II}(j)}|^2 m_{\text{нн}}^{k-j} \right] + (1 - m_{\text{нн}}) |S_{\text{II}(k)}|^2 \right\} = \quad (20)$$

$$= Z_{\text{нн}(k)}^{\text{trans}} + Z_{\text{нн}(k)}^{\text{signal}},$$

где $Z_{\text{нн}(k)}^{\text{trans}}$ – ПП некогерентного накопителя с использованием БИХ фильтра 1-го порядка и рециркулятора идентичны (выражение (16)):

$$Z_{\text{нн}(k)}^{\text{trans}} = m_{\text{нн}}^{L_{\text{нн}}} Z_{\text{нн}(k-L_{\text{нн}})}^{\text{БИХ1}}; \quad (21)$$

$Z_{\text{нн}(k)}^{\text{signal}}$ – полезный сигнал некогерентного накопителя:

$$Z_{\text{нн}(k)}^{\text{signal}} = \sum_{j=k-L_{\text{нн}}+1}^{k-1} \left[(1 - m_{\text{нн}}) |S_{\text{II}(j)}|^2 m_{\text{нн}}^{k-j} \right] + (1 - m_{\text{нн}}) |S_{\text{II}(k)}|^2. \quad (22)$$

Этап инициализации накопителя заканчивается, когда $k = L_{\text{кн}}$. При этом выражение (20) обретает физическую значимость в случае, когда $L_{\text{нн}} \geq 2$.

С учетом введенных обозначений алгоритм компенсации ПП в устройстве некогерентного накопления последовательности ОС, реализованного с использованием БИХ фильтра 1-го порядка определяется выражением:

$$\tilde{Z}_{\text{нн}(k)}^{\text{БИХ1}} = Z_{\text{нн}(k)}^{\text{БИХ1}} - m_{\text{нн}}^{L_{\text{нн}}} Z_{\text{нн}(k-L_{\text{кн}})}^{\text{БИХ1}} = Z_{\text{нн}(k)}^{\text{БИХ1}} - Z_{\text{нн}(k)}^{\text{trans}}. \quad (23)$$

Вычитание ПП некогерентного накопителя ($Z_{\text{нн}(k)}^{\text{trans}}$) из $Z_{\text{нн}(k)}$ выполняется в устройстве компенсации ПП, которое следует после рекурсивного фильтра некогерентного накопления (рис. 3).



Рис. 3. Обобщенная структура устройства некогерентного накопления быстро флуктуирующего сигнала и компенсацией ПП.

Таким образом, алгоритм компенсации ПП рекурсивного некогерентного накопителя будет включать следующие этапы:

1) Вычисление сигнала на выходе некогерентного накопителя $Z_{\text{нн}(k)}$:

– построенного по схеме рециркулятора в соответствии с алгоритмом (14);

– в соответствии с алгоритмом (19) при использовании БИХ фильтра 1-го порядка.

2) Вычисление ПП устройства некогерентного накопления ОС ($Z_{\text{нн}(k)}^{\text{trans}}$)

в соответствии с выражениями (16) и (21). Для исключения ситуации переполнения разрядной сетки при программной реализации компенсации ПП в некогерентном накопителе вычисление составляющей $Z_{\text{нн}(k)}^{\text{trans}}$ может выполняться в соответствии с выражением:

$$Z_{\text{нн}(k)}^{\text{trans}} = 10^{(L_{\text{нн}} \log_{10}(m_{\text{нн}}))} Z_{\text{нн}(k-L_{\text{нн}})} \cdot \quad (24)$$

3) Инициализация начальных параметров устройства некогерентного накопления, которая заканчивается при условии $k = L_{\text{нн}}$.

4) Вычитание ПП ($Z_{\text{нн}(k)}^{\text{trans}}$) из выходного сигнала устройства некогерентного накопления $Z_{\text{нн}(k)}$ в соответствии с выражениями (18) и (23).

4. Результаты моделирования и их обсуждение

Подтверждение эффективности разработанного алгоритма компенсации ПП устройства междупериодного накопления (когерентного и некогерентного) флуктуирующей последовательности ОС, реализованного с помощью БИХ фильтра 1-го порядка выполнялось путем математического моделирования.

В качестве исходных данных использовались параметры двухкоординатной (дальность – азимут) РЛС кругового обзора с периодом обзора 12 с. Период повторения радиоимпульсов $T_{\text{п}} = 3$ мс. Ширина диаграммы направленности антенны по уровню половинной мощности составляла $4,6^\circ$. Корреляционная функция междупериодных флуктуаций последовательности ОС аппроксимировалась экспоненциальной кривой [1=3]. Отношение сигнал-шум (ОСШ) на входе фильтра накопления составляло $\gamma = 20$ дБ и $\gamma = 40$ дБ.

Переходные процессы на выходе устройства накопления имеют разную длительность. Для ее определения удобно использовать «значащий» порог в 5 дБ над средним уровнем шума, при котором полезный сигнал выделяется из шумов. В настоящей работе, под длительностью переходных процессов понимается длительность сигнала от середины пачки ОС на входе накопителя θ_0 до точки снижения сигнала к «значащему» порогу в 5 дБ над средним уровнем шума на выходе накопителя.

Для оценки эффективности алгоритма компенсации ПП удобно использовать величину, отражающую на сколько сократится ПП на выходе устройства междупериодного накопления (когерентного и некогерентного). В дальнейшем, данную величину предлагается называть эффективностью компенсации ПП и обозначать через $\Delta\eta$.

Обозначая через θ_1 точку пересечения «значимого» порога сигналом на выходе накопителя без компенсации ПП и через θ_2 – с компенсацией, можно записать выражение для расчета $\Delta\eta$ в процентах:

$$\Delta\eta = \frac{\theta_1 - \theta_2}{\theta_{\text{кп}} - \theta_0} 100\% , \quad (25)$$

где $\theta_{\text{кп}}$ – угловая координата конца пачки ОС на входе накопителя.

На рисунке 4 показана медленно флуктуирующая последовательность ОС на входе (зеленая пунктирная линия) и выходе устройства когерентного накопления без учета (красная непрерывная линия) и с учетом компенсации ПП (синяя точечная линия) при различном ОСШ. Время корреляции между периодными флуктуациями сигнала $\tau_c = 0,4$ с.

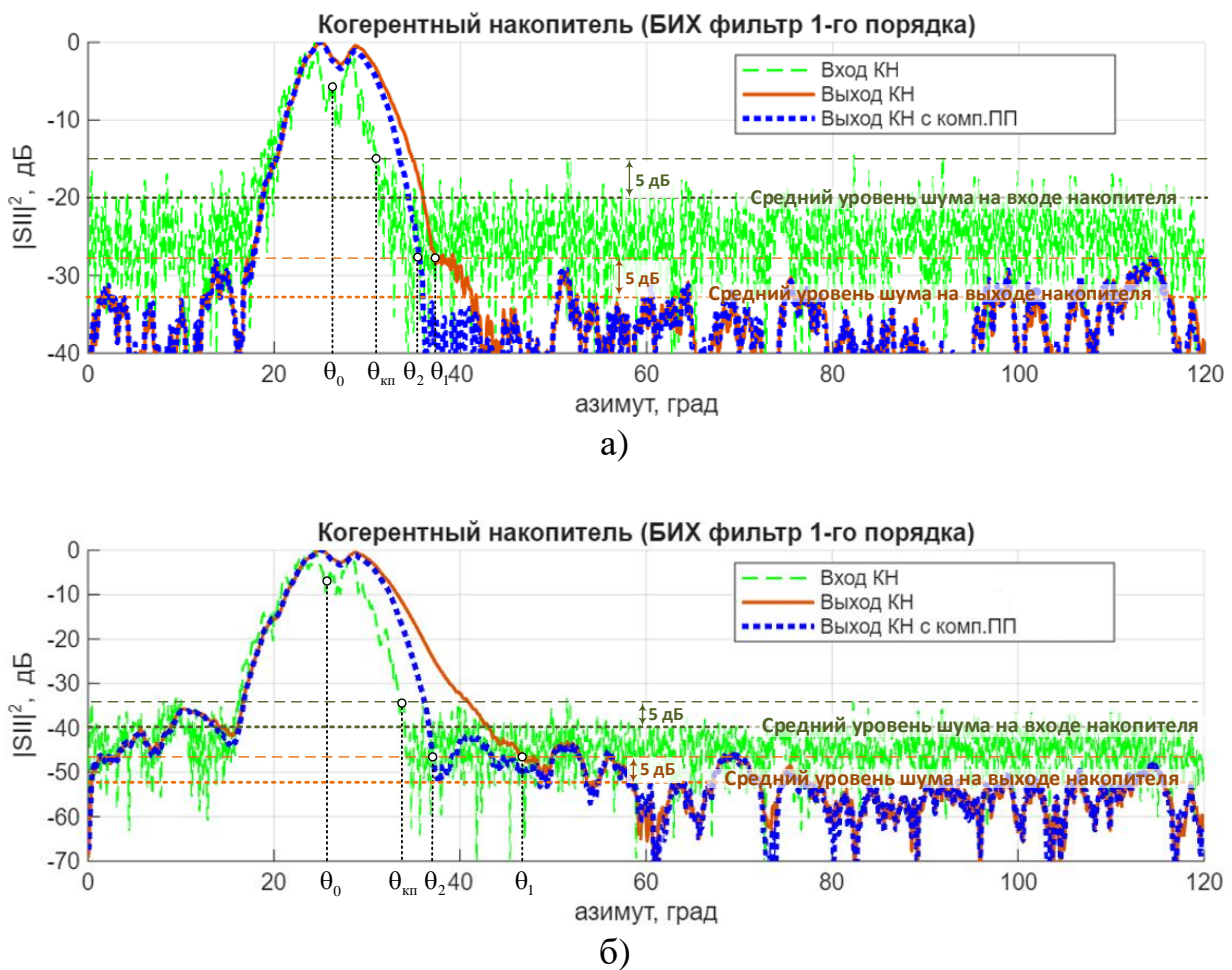


Рис. 4. Выходной сигнал устройства когерентного накопления, реализованного с помощью БИХ фильтра 1-го порядка и компенсацией ПП при ОСШ $\gamma = 20$ дБ (а) и $\gamma = 40$ дБ (б).

Анализ рисунка 4 показал, что на выходе фильтра когерентного накопления длительность ПП при ОСШ $\gamma = 20$ дБ достигает $\Delta\theta_{\text{пп}} = 11^\circ$, а при $\gamma = 40$ дБ – $\Delta\theta_{\text{пп}} = 21^\circ$. При использовании алгоритма компенсации

(выражение (12)) величина данного показателя снижается при ОСШ $\gamma = 20$ дБ до $\Delta\theta_{\text{пп комп}} = 9,1^\circ$, а при $\gamma = 40$ дБ – до $\Delta\theta_{\text{пп комп}} = 11,3^\circ$. ОСШ на выходе когерентного накопителя увеличилось на (10-12) дБ. В таком случае эффективность компенсации ПП при реализации междупериодного когерентного накопления флуктуирующей последовательности ОС для различных условий наблюдения (ОСШ, значение коэффициента корреляции и др.) составляет $\Delta\eta = (40 - 121) \%$.

На рисунке 5 показана быстро флуктуирующая последовательность ОС на входе (зеленая пунктирная линия) и выходе устройства некогерентного накопления без учета (красная непрерывная линия) и с учетом компенсации ПП (синяя точечная линия) при различном ОСШ. Время корреляции междупериодных флуктуаций сигнала $\tau_c = 2$ мс.

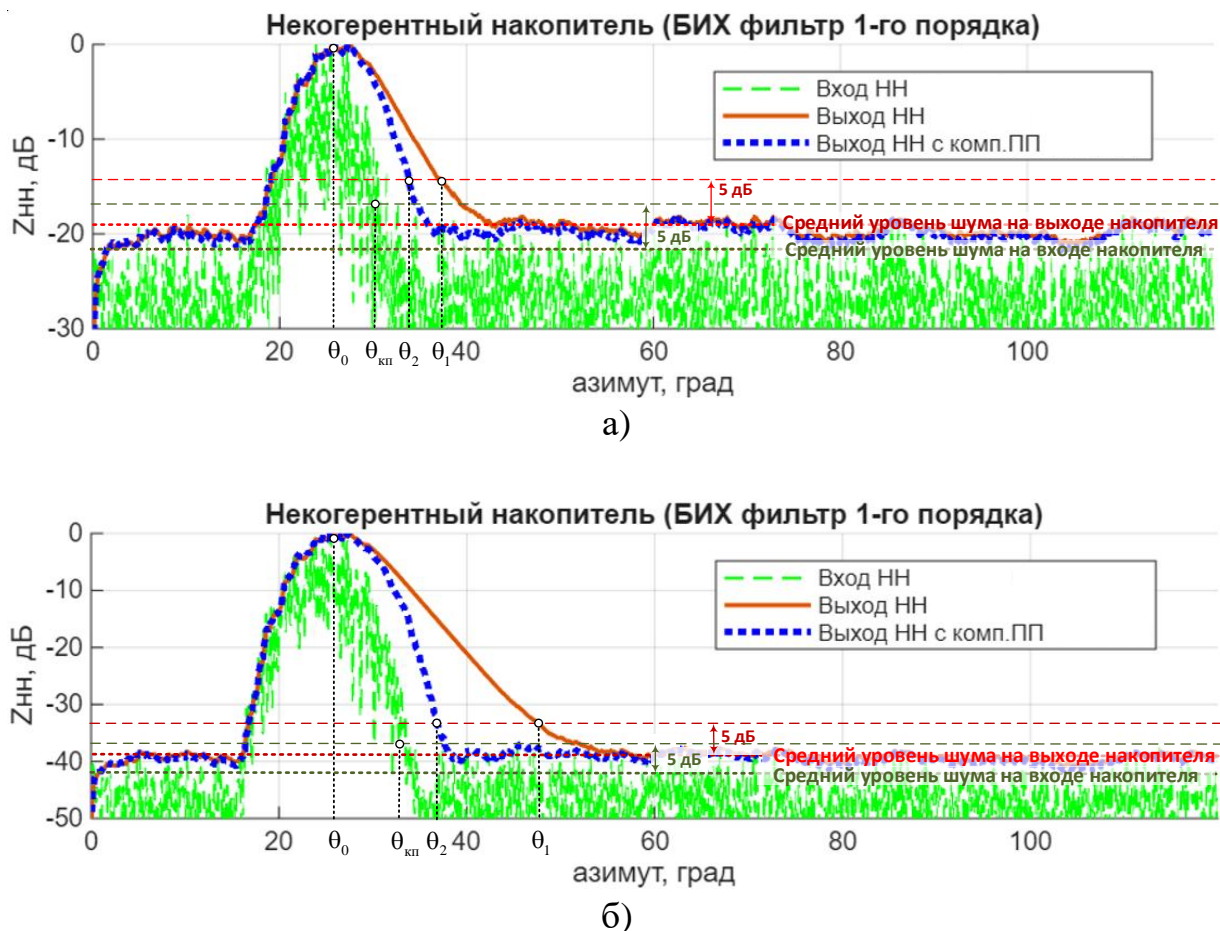


Рис. 5. Выходной сигнал устройства некогерентного накопления, реализованного с помощью БИХ фильтра 1-го порядка и компенсацией ПП при ОСШ $\gamma = 20$ дБ (а) и $\gamma = 40$ дБ (б).

Анализ рисунка 5 показал, что на выходе фильтра некогерентного накопления длительность ПП при ОСШ $\gamma = 20$ дБ достигает $\Delta\theta_{\text{пп}} = 11,6^\circ$, а при $\gamma = 40$ дБ – $\Delta\theta_{\text{пп}} = 21,9^\circ$. При использовании алгоритма компенсации (выражение (23)) величина данного показателя снижается при ОСШ $\gamma = 20$ дБ до $\Delta\theta_{\text{ппкомп}} = 8,1^\circ$, а при $\gamma = 40$ дБ – до $\Delta\theta_{\text{ппкомп}} = 11^\circ$. В таком случае эффективность компенсации ПП при реализации междупериодного некогерентного накопления флуктуирующей последовательности ОС для различных условий наблюдения (ОСШ, значение коэффициента корреляции и др.) составляет $\Delta\eta = (78 - 158) \%$.

Следует отметить, что с увеличением коэффициента корреляции наблюдается существенное увеличение длительности ПП на выходе фильтра накопления. Так, например, на рисунке 6 продемонстрировано влияние увеличения значения коэффициента корреляции междупериодных флуктуаций ОС до $r_{\text{нн}} = 0,98$ на длительность ПП некогерентного накопителя при ОСШ $\gamma = 40$ дБ.

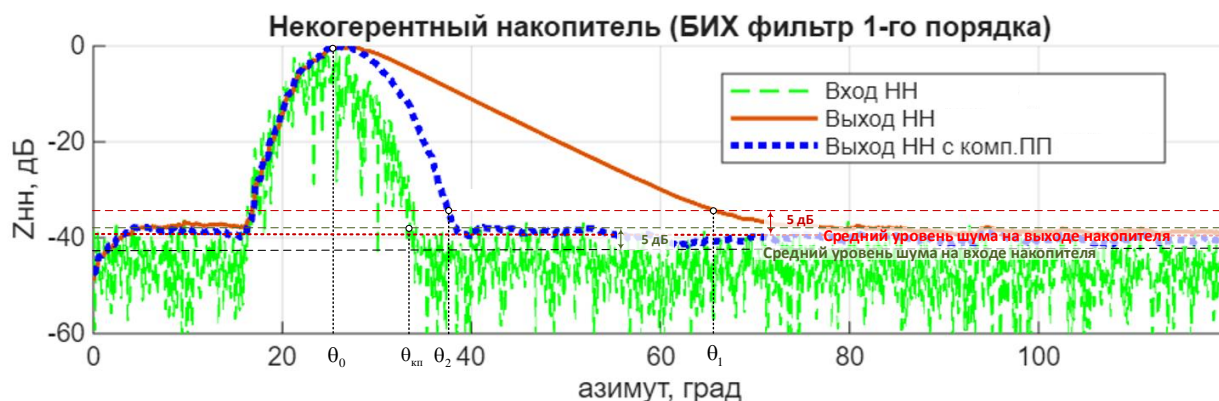


Рис. 6. Выходной сигнал устройства некогерентного накопления, реализованного с помощью БИХ фильтра 1-го порядка и компенсацией ПП при $\gamma = 40$ дБ и $r_{\text{нн}} = 0,98$.

Анализ результатов моделирования (рис. 6) показал, что на выходе фильтра некогерентного накопления длительность ПП достигает $\Delta\theta_{\text{пп}} = 41^\circ$. При использовании алгоритма компенсации (выражение (23)) величина данного показателя снижается до $\Delta\theta_{\text{ппкомп}} = 12,2^\circ$. В таком случае эффективность компенсации

ПП при реализации междупериодного некогерентного накопления флуктуирующей последовательности ОС составляет $\Delta\eta = 359$ %.

Таким образом, для повышения эффективности рекурсивных устройств междупериодного накопления ОС (когерентных и некогерентных) необходимо применять разработанные алгоритмы компенсации ПП (выражения (12) и (23)). Результаты математического моделирования показали, что для различных условий наблюдения (вариант реализации междупериодного накопления ОС, ОСШ, значение коэффициента корреляции и др.) эффективность компенсации ПП на выходе когерентного накопителя составляет $\Delta\eta = (25 - 140)$ %, а на выходе некогерентного накопителя – $\Delta\eta = (35 - 400)$ %.

Заключение

По результатам статьи можно сделать следующие выводы.

1) Современные РЛС сталкиваются с необходимостью обработки сигналов в условиях воздействия интенсивных шумов, ограниченных вычислительных ресурсов и жестких требований к быстродействию. Одним из способов повышения качества обнаружения является междупериодное накопление (когерентное и некогерентное) флуктуирующей последовательности ОС, реализуемое с помощью рекурсивных фильтров. Данные фильтры обладают значительными преимуществами перед нерекурсивными аналогами: высокой скоростью обработки, компактностью структуры и возможностью адаптации в реальном времени.

2) Применение рекурсивных фильтров усложняется наличием ПП, вызванных конечным временем установления и накопления сигнала. Эти процессы приводят к искажению их амплитудно-фазовых характеристик, снижению эффективности обнаружения слабых целей, ухудшению разрешающей способности и увеличению вероятности ложных срабатываний.

3) Разработаны алгоритмы компенсации ПП в рекурсивных фильтрах накопления флуктуирующей последовательности ОС. Результаты математического моделирования показали, что для различных условий наблюдения

эффективность компенсации ПП на выходе когерентного накопителя составляет $\Delta\eta = (25 - 140) \%$, а на выходе некогерентного накопителя – $\Delta\eta = (35 - 400) \%$.

Дальнейшие исследования будут связаны с синтезом алгоритма компенсации ПП при реализации междупериодного накопления, адаптивного к корреляционным свойствам флуктуирующей последовательности ОС.

Литература

1. Охрименко А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. – М. : Воениздат. 1983. – 456 с.
2. Охрименко А. Е. Теоретические основы радиолокации. – Минск : МВИЗРУ ПВО, 1976. – 430 с.
3. Ширман Я. Д. и др. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория. Справочник. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с.
4. Ширман Я. Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М. : Радио и связь, 1981. – 416 с.
5. Охрименко А. Е. Основы обработки и передачи информации. – Минск : МВИЗРУ ПВО, 1990. – 180 с.
6. Горшков С. А., Латушкин В. В., Седышев С. Ю. Основы радиолокации: Конспект лекций. – Минск: ВА РБ. – 2004.
7. Гейстер С. Р., Семашко П. Г. Междупериодное когерентное накопление принятого сигнала при переменном периоде повторения зондирующего сигнала // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. – 2021. – Т. 19. – №. 7. – С. 40-48.
8. Гейстер С. Р., Козлов С. В. Системное проектирование радиолокационных станций : учебно-методическое пособие. – Минск : БГУИР, 2025. – 306 с.
9. Дятко А. А. и др. Использование стационарных фильтров с конечной импульсной характеристикой в интересах междупериодной обработки гауссовских радиолокационных сигналов // Труды БГТУ. Серия 3: Физико-математические науки и информатики. – 2015. – №. 6. – С. 142-146.

10. Kumar A. Singh R. Patel S. Inter-pulse Accumulation in Pulsed Radar: A Comparative Study of FIR and IIR Filtering for SNR Enhancement // IEEE Access, 2021.
11. Толмачева А. С. и др. Применение быстродействующих рекурсивно-сепарабельных фильтров для обработки зашумленных изображений // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2023. – Т. 26. – № 1. – С. 56-62. <https://doi.org/10.21293/1818-0442-2023-26-1-56-62>.
12. Белокуров В. А. Когерентное межобзорное накопление флуктуирующих пачек импульсов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2019. – №. 68. – С. 15-20.
13. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. – М. : ООО Бином-Пресс, 2007. – 656 с.
14. Dewald K. et al. IIR Filter Transient Suppression by Signal Shifting // IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON). – 2014. – С. 153-158. <https://doi.org/10.1109/ARGENCON.2014.6868488>.
15. Кошелев В. И. Белокуров В. А. Межобзорное накопление отраженных радиолокационных сигналов на фоне негауссовских коррелированных помех // Радиотехника и электроника. – 2022. – Т. 67. – №. 4. – С. 361-368.

Для цитирования:

Солонар А.С., Буйлов Е.Н., Лещенко Д.В. Алгоритмы компенсации переходных процессов в рекурсивных фильтрах между периодного накопления отраженного сигнала. // Журнал радиоэлектроники. – 2026. – № 4. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2026.4.4>