

ляют менее 0,5 дБ. Проведем сравнительный анализ МРФ с когерентно-весовым накопителем и режекторным фильтром по количеству используемых операций умножения, определяющих вычислительную эффективность алгоритмов. Так, аппаратные затраты на реализацию РФ составляют N действительных умножителей, на реализацию КН — $2 \times N \times L$ комплексных или $8 \times N \times L$ действительных умножителей, на МРФ — $N \times L$ действительных умножителей. Например, при $N = 10$ и $L = 5$ РФ имеет 10, МРФ — 50, а КН — 400 действительных умножителей.

Таблица 1

$\Delta f_{\text{МРФ}}, \text{дБ}$									
L	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$\Delta f_{\text{МРФ}} T = 0,05$	6,83	4,28	2,36	1,20	0,64	0,35	0,23	0,12	0,08
$\Delta f_{\text{МРФ}} T = 0,1$	3,01	1,92	1,22	0,78	0,43	0,22	0,14	0,10	0,07

Таким образом, рассматриваемый МРФ имеет существенные преимущества перед РФ при следующих условиях: ширине спектра помехи $\Delta f_{\text{МРФ}} T < 0,2$ и уровне шума $\lambda > -50$ дБ. По сравнению с КН он имеет выигрыш в эффективности при вдвое меньшем числе доплеровских каналов и значительном выигрыше в аппаратных затратах. «Платой» за эти выигрыши является неразличимость знака изменения частоты сигнала относительно помехи, а также небольшое уменьшение отношения сигнал—шум в зоне $\Phi_c = 0$.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Вопросы статистической теории радиолокации / П. А. Бакут, И. А. Большаков, Б. М. Герасимов и др.; под ред. Г. П. Тартаковского. — М.: Сов. радио, 1963. — Т. 1. — 424 с.
2. Попов Д. И., Кошелев В. И. Синтез систем когерентно-весовой обработки сигналов на фоне коррелированных помех // Радиотехника и электроника. — 1984. — Т. 24. — № 4. — С. 789—792.
3. Бакулев П. А., Кошелев В. И., Гладких В. В. Оптимальные многоканальные обнаружители сигналов на фоне коррелированных помех // Радиоэлектроника, 1987. — № 4. — С. 4—7. (Изв. высш. учеб. заведений).

Рязанская государственная радиотехническая академия г. Рязань.

Поступила в редакцию 10.12.96.

СПОСОБ КОГЕРЕНТНО-НЕКОГЕРЕНТНОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОИМПУЛЬСОВ

Предложено объединение результатов некогерентного и когерентного приема радиоимпульсов на основе операции сравнения.

В теории оптимального приема радиосигналов известны два крайних случая, когда закон изменения фазы несущей известен, либо же ее оценка отсутствует. Они именуются соответственно когерентным и некогерентным приемом [1]. Возможны также промежуточные варианты, представляющие их линейную комбинацию [1]. Целью данной статьи является рассмотрение способа объединения результатов когерентной и некогерентной процедур, сводящегося к комбинации таковых на основе логической операции сравнения.

При достаточно больших отношениях сигнал—шум эффективность когерентного и некогерентного методов совпадает [2]. К приложениям с такими уровнями сигналов можно отнести, например, ультразвуковую томографию, специфика которой состоит в технической сложности реализации больших накоплений эхо-импульсов. Поэтому при визуализации эхо-грамм стремятся добиться превышения уровня шумов даже в единичном зондировании. Обращаясь к цифровой обработке сигналов и трактуя некогерентное накопление как беззнаковое суммирование, можно найти строгое доказательство возможности совпадения его результатов с когерентной обработкой. Действительно, согласно [3], для любых чисел справедливо неравенство

$$\left| \sum_{i=1}^N a_i \right| \leq \sum_{i=1}^N |a_i| \quad (1)$$

которое при одинаковых знаках всех слагаемых превращается в тождество. Именно этот случай и представляет интерес.

Поскольку левая часть (1) является одним из вариантов когерентной суммы, остается лишь конкретизировать условия ее совпадения с правой частью по величине. В случае импульсных сигналов и слабых шумов тождество цифровых откликов когерентного и некогерентного накоплений имеет место только при размерах суммирующего окна, не превышающих длительности радиоимпульса, в моменты накрытия окном сигнала. При частичном либо полном несовпадении их во времени результат некогерентной суммы превосходит значение когерентного накопления, при котором шум усредняется. В подтверждение можно сослаться на результаты физического эксперимента, представленные на рис. 1, где приведены значения беззнаковой (некогерентной)

суммы отсчетов АЦП (кривая 1) и когерентной, согласованной с частотой несущей радиопульса, весовой обработки (кривая 2). Эксперимент проводился на специально разработанном стенде, функциональная схема которого представлена на рис. 2. В качестве формирователя радиопульсов использовалось устройство [4], осуществлявшее вырезку из непрерывного гармонического колебания последовательности радиопульсов с заданными из ПЭВМ длительностью и периодом повторения. Частота заполнения сигнала составляла 15 МГц, а тактовая частота АЦП — 12 МГц, что удовлетворяет условию оцифровки напряжений через нечетное число четвертей периода несущей.

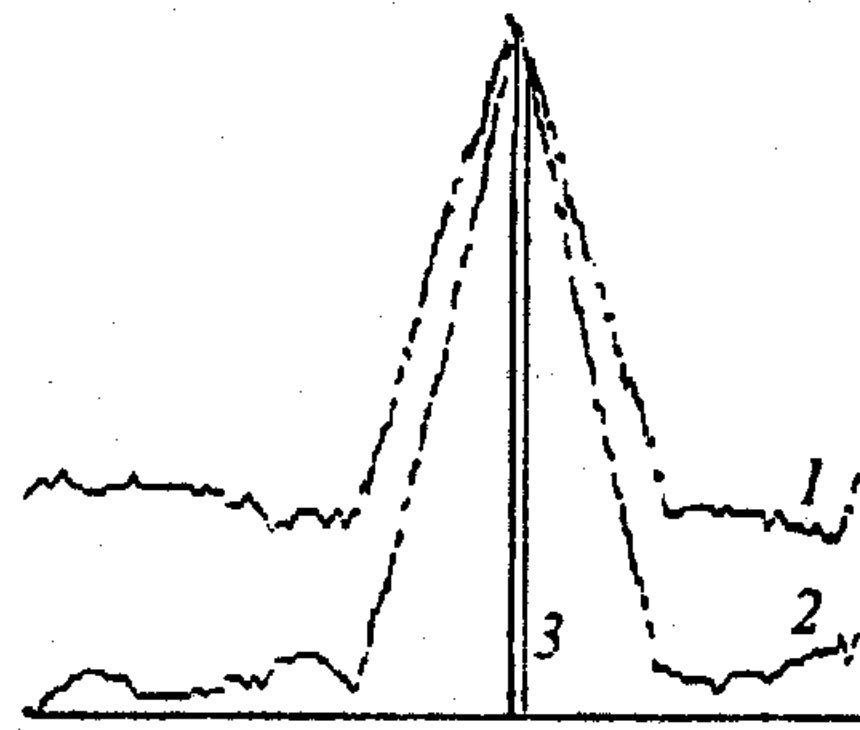


Рис. 1

Что касается реализованного алгоритма некогерентного накопления, то он может быть представлен в виде:

$$U_{s_1}^H = \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} |U_s|, \quad s_1 = \text{var}, \quad (2)$$

где s — порядковый номер отсчета АЦП; s_1 — первый из отсчетов в пределах суммирующего окна; N — временная протяженность окна в отсчетах АЦП, равная длительности радиопульса; $|U_s|$ — модуль выходного напряжения АЦП в s -й момент времени; $U_{s_1}^H$ — отклик некогерентного накопления, соответствующий s_1 -му окну.

В этих же обозначениях процедура когерентного накопления запишется следующим образом:

$$U_{s_1}^K = \left| \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s \cos \frac{\pi}{2} (s-s_1) \right| + \left| \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s \sin \frac{\pi}{2} (s-s_1) \right|, \quad (3)$$

где $U_{s_1}^K$ — отклик когерентного суммирования в s_1 -м окне.

Анализируя неравенство (1) и кривые 1, 2 (рис. 1), несложно прийти к основной идее предлагаемого подхода: дискретизацию сигнала следует осуществлять через нечетное число четвертей периода несущей, результаты когерентного и некогерентного суммирования должны сравниваться между собой и при совпадении по величине проходить без изменений на последующую обработку, в противном случае выходной код операции сравнения следует

обнулить. На рис. 1 в кривой 3 показан результат такого объединения откликов $U_{s_1}^H$ и $U_{s_1}^K$.

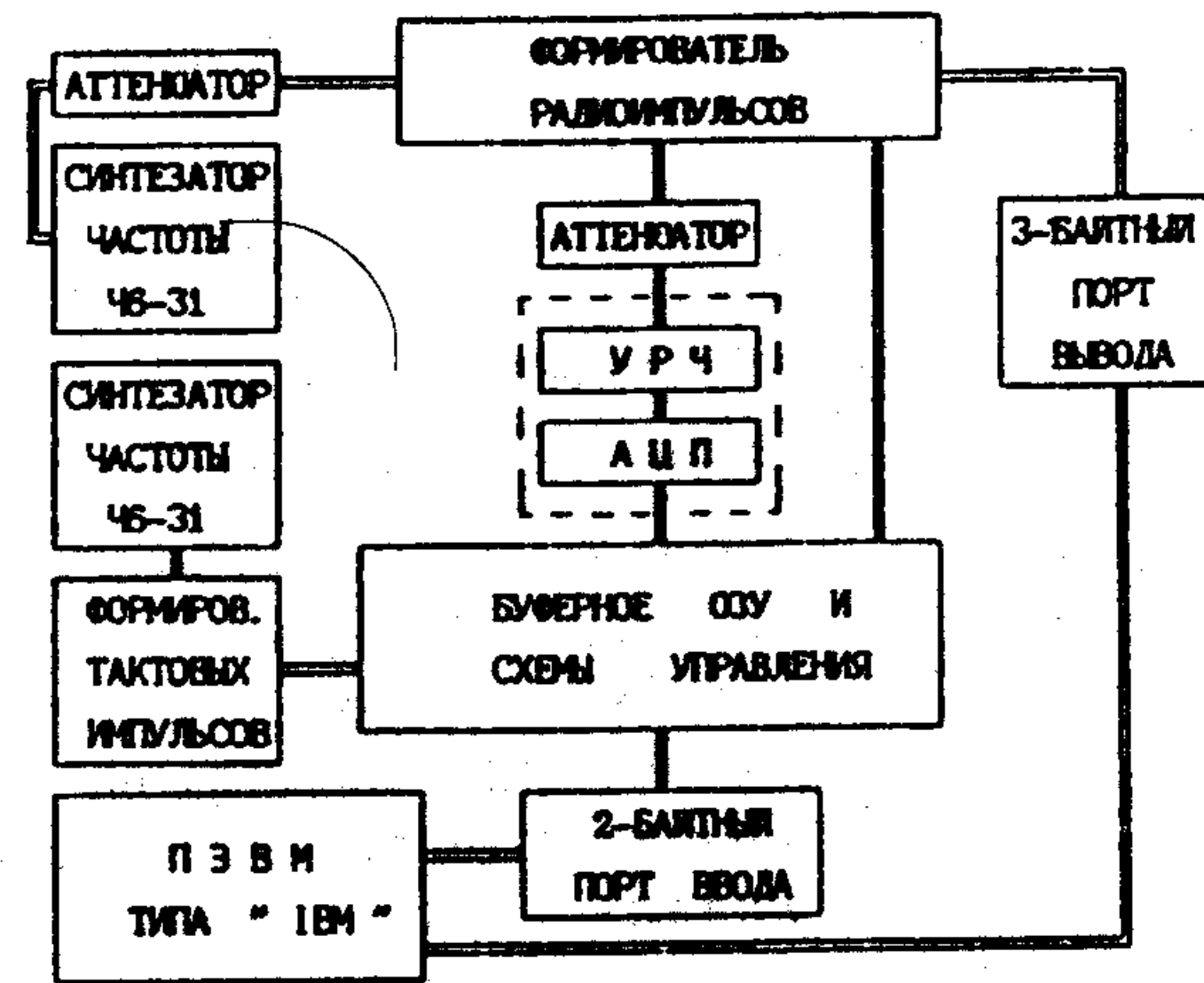


Рис. 2

Проиллюстрированный случай характеризуется тем, что и четные, и нечетные по номеру следования выборки отсчетов АЦП превышают уровень шума. Однако такая ситуация может быть не всегда. При других начальных фазах сигнала, например, близких к нулю или $\frac{\pi}{2}$, часть сигнальных отсчетов может быть сопоставима по величине с уровнем шума. В результате даже при совпадении по времени суммирующего окна и радиопульса отклики когерентного и некогерентного накопления будут различны, что приведет при анализе значений (2), (3) к полной потере сигнала. Во избежание этого предлагаемую идею метода следует модифицировать, заменив сравнение сумм (2), (3) аналогичным тестированием величин

$$\sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} \left| U_s \cos \frac{\pi}{2} (s-s_1) \right|, \quad \left| \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s \cos \frac{\pi}{2} (s-s_1) \right|, \quad (4)$$

и

$$\sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} \left| U_s \sin \frac{\pi}{2} (s-s_1) \right|, \quad \left| \sum_{s=s_1}^{s_1+N-1} U_s \sin \frac{\pi}{2} (s-s_1) \right|, \quad (5)$$

соответственно. Хотя такое разветвление алгоритма и сопровождается потерями в энергетике сигнала, имеющий место проигрыш тем не менее компенсируется возможностью работы по радиопульсам с произвольной начальной фазой. При этом в качестве окончательного результата рассматривается либо сумма итогов двух указанных сравнений, либо большая из прошедших отбор в (4) и (5) величин. Для многих приложений последний вариант будет предпочтительнее, поскольку не сопровождается резкими скачками результирующего отклика при совпадении значений накоплений как в процедурах (4), так и в (5).

При наличии доплеровских сдвигов частоты заполнения эхо-сигналов отклик когерентной суммы перед сравнением его с результатом некогерентной обработки следует увеличить на величину поправки, компенсирующей возможное подавление сигнала, вызванное отклонением его частоты заполнения от центральной для когерентного фильтра. Значение поправки должно быть задано, исходя из максимально возможной доплеровской частоты. Таким образом, предлагаемый подход реализует либо беспороговое обнаружение, либо оперирует, как в последнем случае, детерминистским порогом, не зависящим от дисперсии шума. В этом состоит его отличительная особенность.

Для расширения возможностей предлагаемого метода при слабых сигналах имеет смысл ввести также статистический порог, в пределах которого отклики некогерентных и когерентных сумм могут различаться. Однако этот вопрос, равно как и исследование самих характеристик обнаружения, присутствующих данному способу, заслуживают отдельного рассмотрения.

В отношении аппаратной реализации метода следует отметить, что в основу таковой может быть положено техническое решение устройства безнакового суммирования отсчетов АЦП, приведенное в [5], а также когерентного накопителя, изложенное в описании изобретения [6].

Опытный образец аналогичного когерентного накопителя, выполненный на ИС серии 1533, был испытан при частоте дискретизации АЦП, равной 32 МГц. При этом за счет распараллеливания обработки по алгоритмам (4) и (5) частота обновления информации на сумматорах 1533 ИПЗ в схеме с переносом составила 16 МГц. Важно подчеркнуть, что объединяя когерентный [6] и некогерентный [5] накопители в единую схему, необходимо использовать общие ОЗУ, submodule адресации и управления.

В заключение остается отметить, что сопоставление величин когерентной и некогерентной сумм можно реализовать в виде сравнения их отношения $U_{s_1}^k / U_{s_1}^n$ с единицей. При этом, аналогично [7], для отображения результатов обработки следует использовать функциональные преобразования

$$F_{s_1} = \left[1 - \frac{U_{s_1}^k}{U_{s_1}^n} \right]^{-1}, \quad \tilde{F}_{s_1} = \left[1 - \frac{U_{s_1}^k}{U_{s_1}^n - P} \right]^{-1} \quad (6)$$

либо их информационные аналоги

$$F_{s_1} = \left[U_{s_1}^n - U_{s_1}^k \right]^{-1}, \quad \tilde{F}_{s_1} = \left[U_{s_1}^n - P - U_{s_1}^k \right]^{-1}, \quad (7)$$

где P — порог, учитывающий рассогласование значений $U_{s_1}^n$ и $U_{s_1}^k$, например, за счет доплеровского сдвига частоты сигнала. Такой прием позволит сохранить неплохое визуально воспринимаемое разрешение по времени задержки, исключив вместе с тем пропуск групповых сигналов во многих неблагоприятных ситуациях их взаимного наложения. В качестве примера (кривая 3, рис. 3) проиллюстрирован результат обработки \tilde{F}_{s_1} (6) для случая

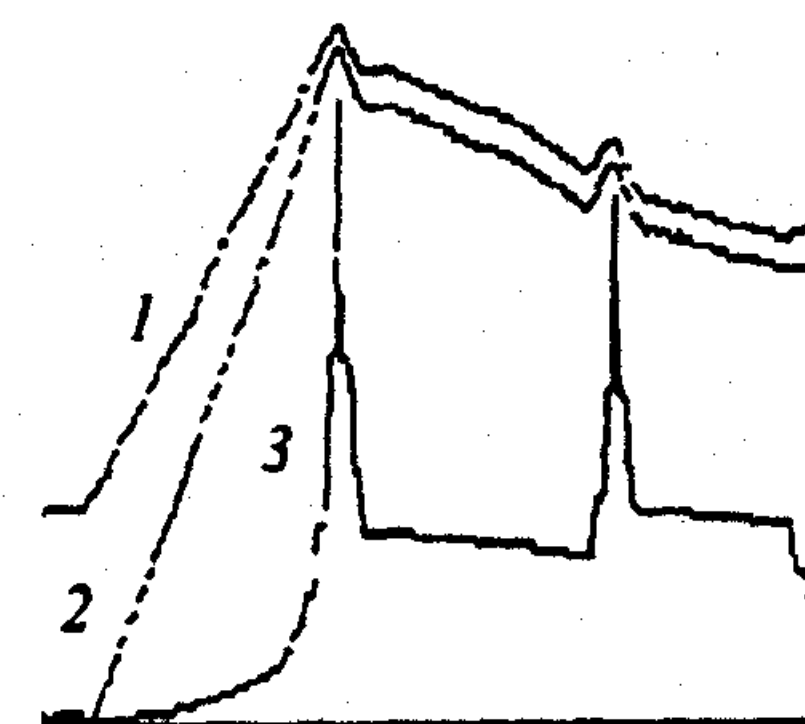


Рис. 3

двух подряд идущих радиопульсов, при этом кривые (1), (2) соответствуют откликам $U_{s_1}^n$ и $U_{s_1}^k$.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Витерби Э. Д. Принципы когерентной связи. — М.: Сов. радио, 1970. — С. 228—243, 245.
2. Коростелев А. А. Пространственно-временная теория радиосистем. — М.: Радио и связь, 1987. — С. 52.
3. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике. — М.: Гос. изд-во техн.-теорет. лит-ры, 1957. — С. 157.
4. А. с. 1716455 СССР МКИ G01S 7/40. Имитатор радиолокационных сигналов / Слюсар В. И. — Заявл. 28.06.90. Оpubл. 29.02.92. БИ № 8.
5. Пат. РФ № 2069003 МПК G01S7/28. Цифровой дальномер / Слюсар В. И., Покровский В. И., Сахно В. Ф. и др. — Заявл. 14.09.92. Оpubл. в Б. И. № 31, 10.11.96.
6. Пат. РФ № 2054691. МПК G01S7/292. Способ обработки некогерентного пакета радиопульсов / Слюсар В. И., Слюсарь И. И. Заявл. 30.11.92. Оpubл. 20.02.96. БИ № 5.
7. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер. с англ. — М.: Мир, 1990. — С. 35—36.

г. Киев.

Поступила в редакцию 24.09.96.