

6744409000

Утвержден

ЦИВР.462414.002 РЭ-ЛУ

ДОПЛЕРОВСКИЙ РАДИОЛОКАТОР МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИЙ ДМРЛ-С

Руководство по эксплуатации

Часть 3

Описание и работа составных частей

Аппаратура обработки ДМРЛ-С

ЦИВР.462414.002 РЭ2

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Перв. примен.		Справ. №		Подп. и дата		Инв. № дубл.		Взам. инв. №		Подп. и дата		Инв. № подл.	
ЦИВР.462414.002													
Содержание													
1 Описание и работа системы обработки 4													
1.1 Общие сведения 4													
1.2 Основные технические характеристики системы ПОИ:..... 6													
1.3 Описание и работа 9													
1.4 Электрические параметры системы обработки 33													
1.4.1 Параметры входных сигналов 33													
1.4.2 Параметры выходных сигналов 34													
1.4.3 Электропитание аппаратуры обработки..... 34													
1.5 Блок 534ВК01 35													
1.5.1 Процессорный модуль СР6012-Р1-1.5-2G 36													
1.5.2 Модуль СМ-сРСІ-V4 40													
1.5.3 Модуль тыльного ввода-вывода RTM-СМ-сРСІ-V4-DMRL 40													
1.5.4 Модуль тыльного ввода-вывода RTM-ADP201сР5..... 40													
1.6 Ячейка Д2ПУ080..... 41													
1.7 Переключатель KVM KL3116MR..... 41													
1.8 Коммуникатор UC-7110-LX 42													
1.9 Система синхронизации и времени 42													
1.9.1 Субблок 973ВБ01 42													
1.9.2 Ячейка Д2ВБ010..... 43													
Перечень принятых сокращений..... 44													

Настоящая книга содержит сведения о составе, назначении и описание принципов работы системы обработки информации ДМРЛ-С (кроме вторичной метеообработки), а также их составных частей и предназначена для ознакомления с их конструкцией, основными параметрами и характеристиками, необходимыми в процессе эксплуатации ДМРЛ-С.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата					
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2			Лист	
								3	

Копировал

Формат А4

1 Описание и работа системы обработки

1.1 Общие сведения

Система обработки РЛИ выполнена в виде программно-аппаратного комплекса. Возлагаемые задачи распределены между составными элементами и решаются на аппаратном и программном уровнях. Аппаратный комплекс обеспечивает физический канальный уровень взаимодействия с сопрягаемой аппаратурой. А выполнение алгоритмов обработки информации и информационного обмена с аппаратурой реализуется программными методами.

Система обработки информации состоит из двух функциональных частей:

- система первичной обработки радиолокационной информации (ПОИ);
- автоматизированная система контроля и управления (АСКУ).

Система ПОИ предназначена для выполнения следующих функций по обработке принятых сигналов с выхода приемного устройства ДМРЛ-С:

- преобразования аналоговых сигналов на промежуточной частоте $f_{пр} = 60$ МГц в цифровой 16-разрядный код;
- получения квадратурных составляющих (I_1Q) цифровых сигналов (фазового детектирования);
- согласованной фильтрации простых (МОНО) сигналов фильтрами низкой частоты (ФНЧ);
- согласованной фильтрации (сжатия) сложных ступенчато-фазовых модулированных (НЧМ) сигналов;
- вычисления отражаемости МО по измеренным значениям отношения сигнал/шум;
- вычисления средней радиальной скорости метеообъектов (МО);
- вычисления ширины спектра междупериодных флюктуаций МО;
- осреднения вычисленных значений указанных параметров в секторе 1° по азимуту и выбранной дальности;
- критерийной пороговой обработки;
- определения дальности и азимутального угла обнаруженных МО;
- управления ШАРУ в приемном устройстве;

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						Лист
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2					4

- устранения мешающих отражений от местных предметов и подстилающей поверхности;
- «сшивания» отметок сигналов МОНО и НЧМ;
- «сшивания» сигналов от двух приёмных устройств с целью расширения динамического диапазона;
- выдачи координатных отметок на аппаратуру ВОИ;
- реализации технологической программы «Цифровой осциллограф» и отображения ее результатов на консоли ДМРЛ-С;
- приема азимутальных и угломестных сигналов отблока управления антенной;
- приёма сигналов глобальных спутниковых радионавигационных систем (СРНС) «ГЛОНАСС» и «NAVSTAR» (GPS);
- выдачи последовательных кодов формирования радиоимпульсов, кода начала запуска, кода контроля и регулирования СКР, кода пилот–сигналов ППС и кода управления аттенюаторами на ячейку Д2ХК257 формирования радиоимпульсных сигналов на промежуточных частотах приёмной системы.

АСКУ предназначена для:

- управления порядком включения устройств, входящих в состав РЛК;
- управления режимами работы РЛК;
- сбора и визуального отображения информации о состоянии аппаратуры РЛК (авария, неисправность) на экране монитора шкафа;
- формирования сводных данных о состоянии аппаратуры и передачи их на УУВК;

Обмен информацией о техническом состоянии и командами управления с устройствами автоматизированной системы управления и контроля (АСКУ) выполняется по последовательному каналу обмена стандарта RS-485.

Инв. № подл.	Подп. и дата				Лист
	Инв. № дубл.				
	Взам. инв. №				
	Подп. и дата				
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2
					5

1.2 Основные технические характеристики системы ПОИ

Основными техническими характеристиками системы ПОИ являются:

1.2.1 Характеристики аналогово-цифрового преобразования:

- а) разрядность знакового АЦП, бит 16;
- б) частота дискретизации, МГц 80;
- в) динамический диапазон АПОИ, дБ, не менее, 100.

1.2.2 Характеристики внутрипериодной согласованной обработки:

- для МОНО сигнала фильтр-коррелятор согласован по полосе с прямоугольным импульсом длительностью $\tau_{\text{и}} \approx 1$ мкс.

- параметры НЧМ сигналов:

- девиация частоты, МГц 1;
- длительность, мкс 25; 60;

(в зависимости от режима работы);

- коэффициент сжатия 25; 60;

(соответственно);

- уровень боковых лепестков сжатого сигнала:

- а) максимальный, не более, дБ 55;
- б) среднеквадратический, дБ, не более 62.

Указанные значения уровней боковых лепестков сохраняются во всём диапазоне доплеровских скоростей $V_r \leq |50|$ м/с.

В АПОИ программно обеспечивается «сшивание» дистанции МОНО и НЧМ сигнала с точностью не хуже одного дискрета дальности ~ 120 м.

1.2.3 Измерение отражаемости МО.

С учётом ошибок оценки метеопотенциала ДМРЛ-С и измерения отношения сигнал/шум точность измерения отражаемости не хуже 1 дБZ. При этом точность «сшивки» ближней и дальней зон при использовании МОНО и НЧМ-сигналов соответственно не хуже 0,5 дБ (по отношению сигнал/шум).

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2					Лист
										6

Измерение отражаемости реализуется на частотах повторения 300-500Гц (в зависимости от выбранного режима работы). Выбор интервала осреднения реализуется программно.

- интервал осреднения информации по азимуту, град 1;
- минимальный дискрет дальности, м 125;
- интервал осреднения по дальности, м 250 или 500;
- количество элементов разрешения по дальности

в 1-градусном секторе, не менее 2000,

что соответствует дальности 250 км;

- точность измерения отражаемости, дБZ, не хуже 1.

1.2.4 Измерение скоростных параметров МО

В доплеровском режиме работы ДМРЛ-С АПОИ обеспечивает:

- точность измерения средней радиальной скорости МО,
не хуже, м/с 0,5;
- измерение ширины спектра междупериодных флюктуаций,
в пределах, м/с 0 – 6

на частотах повторения импульсов не менее 1000 ÷ 1200 Гц (при использовании внутри 26-элементной пачки 2-х или 4-х периодов повторения);

- количество обрабатываемых элементов дистанции, не менее 1000,
что соответствует дальности 125 км.

1.2.5 Состав выходной информации

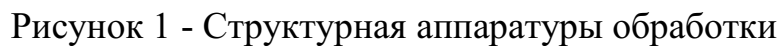
По согласованному протоколу сопряжения АПОИ выдаёт в УУВК кодограммы, содержащие информацию о следующих усреднённых параметрах:

- отражаемости МО;
 - средней радиальной скорости МО;
 - ширине спектра флюктуаций МО;
- а также данные об азимуте, дальности и угле места.

Инв. № подл.	Подп. и дата					Лист 7
	Инв. № дубл.					
	Взам. инв. №					
	Подп. и дата					
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2	

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

- На рисунке 1 приведена структурная схема аппаратуры обработки.



1.3 Описание и работа

В состав аппаратуры обработки РЛК входит один блок 534ВК01. Обмен информацией с абонентами осуществляется по ЛВС. Программный комплекс ПОИ регулярно, каждые 300 мс, сообщает ПК АСКУ информацию о своем состоянии. Также в ПК АСКУ поступает информация о техническом состоянии систем РЛК от устройств АСКУ по каналу связи RS-485.

Блок 534ВК01, состоящий из процессорного модуля, модуля ЦОС и соответствующих тыльных модулей, осуществляет цифровую обработку эхо-сигнала, поступающего по четырем приемным каналам на промежуточной частоте (ГПосн., ГПрез., ВПосн., ВПрез.). Модуль ЦОС выполняет аналого-цифровое преобразование эхо-сигнала на промежуточной частоте, амплитудно-фазовое детектирование, комплексное сжатие с взвешиванием по закону Хемминга, селекцию движущихся целей по адаптивному алгоритму пороговой обработки в скользящем окне. На рисунке 2 приведена функциональная схема ПОИ.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата					
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2		Лист		
							9		

Копировал

Формат А4

(для расширения динамического диапазона). Принятые сигналы дискретизируются с частотой $f_{on} = 80$ МГц. После этого реализуется фазовое детектирование сигнала, обеспечивающее получение двух квадратур I/Q. Децимирующий фильтр (ДМФ) снижает частоту дискретизации в 8 раз до $f_{\partial} = 10$ МГц. На этой частоте осуществляется согласованная обработка простого МОНО-сигнала и сложного НЧМ-сигнала. Для МОНО-сигнала согласованный фильтр (СФ МОНО) представляет собой КИХ-фильтр 30^{го} порядка. Фильтр сжатия сложного сигнала представляет собой коррелятор, на вход которого поступает набор коэффициентов $\{a_i\}$, комплексно сопряженных с коэффициентами, реализованными в УФС (ячейка Д2ХК257). Вышеназванные операции обеспечивает ПЛИС VIRTEX-4, расположенная в модуле ADPcP5 (плата ЦОС). Кроме того, на вход ПЛИС подаются вспомогательные сигналы:

- опорная частота f_{on} (от ячейки Д2ХК257);
- признак режима ($Пр_{реж}$), содержащий информацию о периодах повторений ($T_{п}$), длительности ($\tau_{ц}$) сложного ЗС, а также временной интервал между простым и сложным сигналами ($\tau_{инт}$);
- текущие коды азимута (φ) и угла места (ε);
- импульсы синхронизации в соответствии с текущим режимом.

Вышеназванные сигналы поступают от модуля CM-sPCI-V4 через тыльный модуль ввода-вывода платы ЦОС.

Полученные на выходе ПЛИС автокорреляционные функции принятых сигналов поступают на вход кластера их пяти процессоров типа TS-201, также расположенных на плате ЦОС.

Здесь реализуется выравнивание уровней отражённых МОНО и НЧМ сигналов по амплитуде в одном элементе дальности, т.к. эти сигналы исходно имеют разную энергию. Эту операцию выполняет устройство сшивки сигналов (УСС1).

В блоке УСС2 обеспечивается выбор сигнала от приёмника - основного или дополнительного, в зависимости от их амплитуд. Таким образом реализуется

Инв. № подл.	Подп. и дата				Лист 11
	Инв. № дубл.				
	Взам. инв. №				
	Подп. и дата				
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2

сшивки по динамическому диапазону, для чего значение амплитуды сигнала дополнительного канала искусственно увеличивает на ~ 30 дБ (уточняется экспериментально).

После процедур «сшивки» сигналов реализуются алгоритмы извлечения метеоинформации из принятых эхо-сигналов. Здесь осуществляется оценка мощности принятого сигнала, а также дисперсии собственных шумов приёмника в зоне, свободной от местных предметов и эхо-сигналов от МО (на больших углах места $\epsilon \geq 30^\circ$ и в конце дистанции).

Оценка доплеровских характеристик МО здесь сводится к оценке двух моментов корреляционной функции междупериодных флюктуаций (блок ОКК). Оценки мощности и коэффициентов корреляции осуществляются в каждом элементе разрешения ДМРЛ-С.

Для устранения влияния эхо-сигналов от местных предметов, расположенных в ближней зоне, а также полученных из-за эффекта сверхрефракции, в ДМРЛ-С установлен режекторный фильтр на нулевую скорость (фильтр «0»). Он исключает возможность прохождения сигналов с нулевым доплеровским сдвигом на вход блока ОМС. Для минимизации влияния фильтра «0» на доплеровские характеристики МО зона режекции фильтра выбрана достаточно узкой.

Кроме того, процессорная обработка выполняет ряд дополнительных функций:

- управление включением и выключением ГШ;
- управление кодами ШАРУ в секторе контроля и регулирования (СКР);
- приём и оценка уровня ПС.

Полученная в плате ЦОС метеоинформация по шине compactPCI передаётся в ЭВМ сР6002.

Вычисление отражаемости (ВО) МО осуществляется на основе определения отношения сигнал/шум с учётом значения метеопотенциала (P_m) для текущего режима работы ДМРЛ-С.

Инв. № подл.	Подп. и дата					Лист 12
	Инв. № дубл.					
	Взам. инв. №					
	Подп. и дата					
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2	

В блоке вычисления доплеровских характеристик (ВДХ) МО полученные КК ρ_1 и ρ_2 пересчитываются в среднее значение радиальной скорости $\tilde{V}_r$ и ширину спектра флуктуаций W МО. Полученные значения $\tilde{V}_r$ и W соответствуют каждому элементу разрешения по дальности. В блоке осреднения (БО) осуществляется вычисление средних значений этих параметров в 1-градусном секторе по азимуту для различных интервалов дальности $\Delta R = 250, 500, 1000$ м.

Критерийная пороговая обработка (блок КПО) служит для устранения эхо-сигналов от одиночных, непротяжённых рассеивателей и обеспечивает заданный уровень ложных тревог по собственным шумам приёмника. Уровень порога для стабилизации уровня ложных тревог обеспечивает не более 3 - 5 точечных отметок на экране ИКО во всей зоне действия ДМРЛ-С за один обзор.

Значения осреднённых параметров МО с привязкой по пространству по линии Ethernet передаются в аппаратуру ВОИ.

Помимо данных от платы ЦОС, на вход ПОИ от ПО АСКУ поступает таблица углов места (ϵ) для текущего режима сканирования. Конструктивно система АСКУ находится в одной ЭВМ с ПОИ и получает от ПОИ следующую информацию:

- состояние приёмника (по уровню ПС);
- кодограмму управления антенной;
- интегральный признак работоспособности платы ЦОС и ПО ПОИ.

1.3.1 Описание алгоритмов, реализованных в АПОИ

Алгоритмы работы АПОИ определяются функциональным назначением устройств обработки радиолокационных сигналов, реализованных в цифровом виде.

1.3.1.1 Алгоритм фазового детектирования

Алгоритм основан на представлении радиосигнала $u(t)$ в виде двух квадратурных составляющих:

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	лица углов места (ε) для ткущего режима сканирования. Конструктивно система АСКУ находится в одной ЭВМ с ПОИ и получает от ПОИ следующую информацию:					
					– состояние приёмника (по уровню ПС);					
					– кодограмму управления антенной;					
					– интегральный признак работоспособности платы ЦОС и ПО ПОИ.					
					1.3.1 Описание алгоритмов, реализованных в АПОИ					
Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	Алгоритмы работы АПОИ определяются функциональным назначением устройств обработки радиолокационных сигналов, реализованных в цифровом виде.					
					1.3.1.1 Алгоритм фазового детектирования					
					Алгоритм основан на представлении радиосигнала $u(t)$ в виде двух квадратурных составляющих:					
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2					Лист
										13

$$u(t) = u_c(t) + ju_s(t) = \text{Re}[u(t)] + j\text{Im}[u(t)] \quad (1)$$

где $\text{Re}[u(t)]$ и $j\text{Im}[u(t)]$ – реальная и мнимая часть $u(t)$.

С выхода АЦП, дискретизирующего выходной сигнал приемника на промежуточной частоте $f_{np}=56\text{МГц}$ (МОНО) и 60МГц (НЧМ), радиочастотный сигнал $u(t)$ поступает на вход цифрового фазового детектора.

Для получения квадратурных составляющих отсчеты принятого сигнала разделяются на два канала. В каждый канал со сдвигом на 90° подаются отсчеты опорного сигнала от цифрового генератора на частоте $f_{on}=80\text{МГц}$.

Цифровые фильтры низкой частоты ФНЧ выделяют нулевые составляющие сигналов каждого канала, пропорциональные $\cos\varphi$ и $\sin\varphi$, где φ - разность фаз между опорным и принятым сигналом.

1.3.1.2 Алгоритм внутриимпульсной обработки

Согласованная обработка простых (МОНО) и сложных (НЧМ) сигналов осуществляется в нерекурсивных КИХ-фильтрах. Алгоритм работы такого цифрового фильтра во временной области записывается в виде

$$w_k = \sum_{i=0}^{N-1} Y_i v_{k-i} \quad (2)$$

где k, l – номера отсчетов;

Y_i – i -ый отсчет входного сигнала фильтра;

w_k – k -ый отсчет выходного сигнала фильтра;

v_{k-l} – заранее записанные в фильтр отсчеты ИХ.

Алгоритм (2) подобен алгоритму аналогового фильтра, реализующего интеграл свертки

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(S') v(t-S) dS \quad (3)$$

Частотная характеристика цифрового фильтра определяется отношением выходного напряжения к входному при дискретизированном гармоническом воздействии (в рассматриваемом случае $\Delta t=0,1$ мкс):

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2					Лист
										14

$$k(e^{j2\pi 2\pi f}) = w_k / y_k \text{ при } y_k = e^{j2\pi / k \Delta t} \quad (4)$$

Причем отсчеты комплексной частотной характеристики выбираются сопряженными по отношению к отсчетам, формируемым сигналом в ячейке Д2ХК257.

При частоте дискретизации $f = 10$ МГц $\Delta t = 100$ нс. Для МОНО сигнала длительностью ~ 1 мкс выбрано $N \approx 15$ отсчетов (с учетом формирования фронтов), а для НЧМ-сигнала длительностью 64 мкс – $N \approx 800$ (с учетом необходимости формирования спадающих фронтов для улучшения ЭМС). Соответствующие коэффициенты ИХ записываются в оперативную память ПЛИС и «вызываются» оттуда подачей сигнала управления. Таким образом, процедура согласованной фильтрации реализуется в реальном времени.

В ДМРЛ-С используются два вида зондирующих НЧМ-сигналов длительностью $\tau_u = 25$ и 60 мкс. Соответствующие распределения фаз показаны на рисунках 3 и 4.

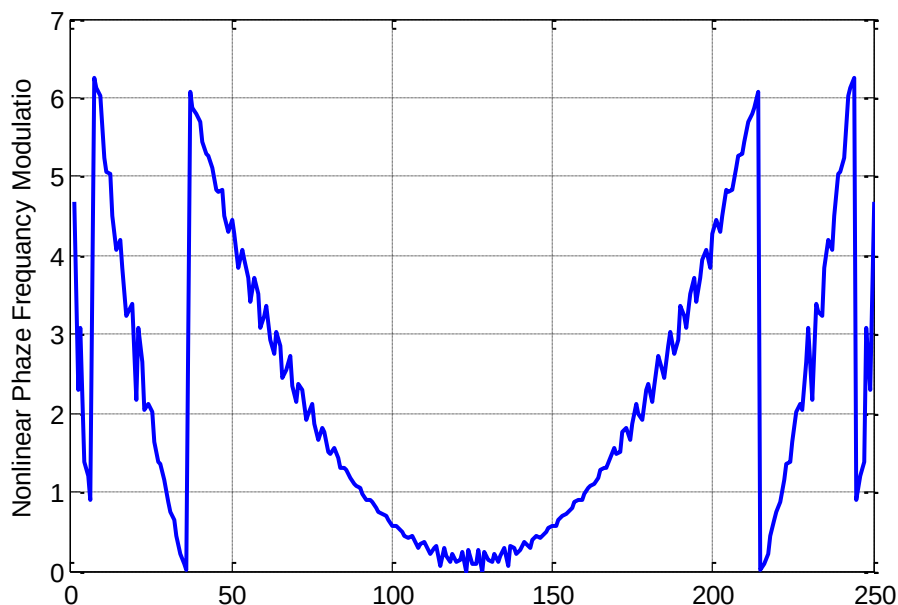


Рисунок 3 – Распределения фаз для $\tau_u = 25$ мкс

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

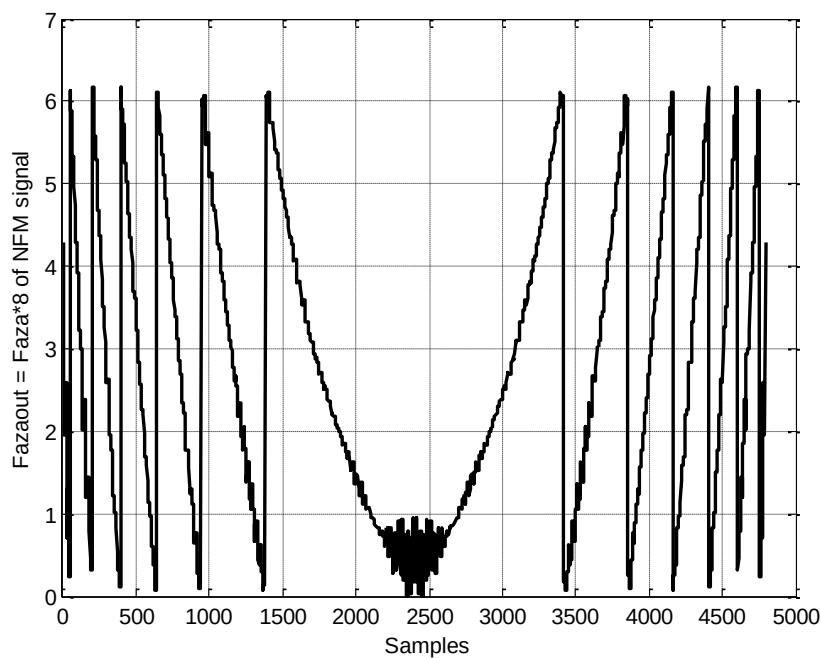


Рисунок – 4 Распределения фаз для $\tau_u = 60$ мкс

Результаты сжатия этих сигналов иллюстрируют рисунки 5 и 6 при максимальном значении доплеровского сдвига частоты $f_{\text{дон}} = 2$ кГц. Приведённые корреляционные функции приведены в дБ масштабе. По оси абсцисс отложены отсчёты сигнала с интервалом 0,83 мкс.

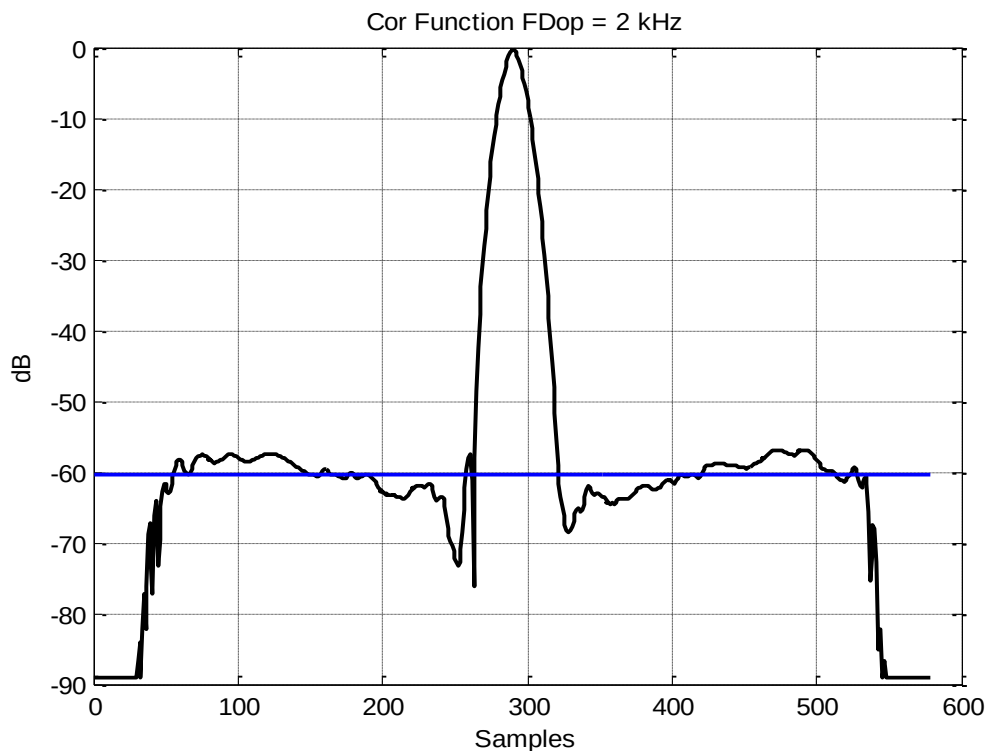


Рисунок – 5 Результаты сжатия сигналов для $\tau_u = 25$ мкс

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата

где P_u – импульсная мощность передатчика (Вт);

P_{min} – чувствительность приёмного устройства (Вт);

$\Delta\varphi_o\Delta\varepsilon_o$ – ширины луча в угломестной и азимутальной плоскостях соответственно;

$\lambda_o = 5,32 \cdot 10^{-2} \text{ м}$ – рабочая длина волны;

c – скорость света;

K_α – коэффициент передачи приёмо-передающего тракта с учётом потерь в РПУ;

τ_u – эквивалентная длительность зондирующего импульса;

G – одинаковое на приём и передачу значение КНД антенны; различно при использовании простого (МОНО) и сложных (НЧМ) сигналов, отличающихся длительностью импульсов.

Учитывая, что спектральная плотность мощности шумов приёмника при внутрипериодной обработке всех видов сигналов одинакова вследствие равенства их полос, в формулу (6) следует подставить значения P_M , пропорциональные разности их энергий (значение P_u от вида сигнала не зависит). Сначала определяется значение P_M для сигнала МОНО ($\tau_u = 1 \text{ мкс}$), обеспечивающего работу в ближней зоне ДМРЛ-С: 0,3 – 12 км. Для дальней зоны (от 12 км до R_{max}) эквивалентная длительность сигнала увеличивается пропорционально коэффициенту «сшивки» $\tau_{уз} = \tau_{mono} \cdot K_{сш}$. Теоретические значения $K_{сш}$ равны:

– для НЧМ-сигнала длительностью 64 мкс: $K_{сш} = 18,0 \text{ дБ}$

– для НЧМ-сигнала длительностью 25 мкс: $K_{сш} = 13,9 \text{ дБ}$

Однако в реальной ситуации из-за отличий в реализации и потерях КИХ-фильтра обработки сигнала МОНО и фильтров сжатия НЧМ-сигналов $K_{сш}$ могут отличаться на $\pm (1 \div 1,2) \text{ дБ}$. Для их точного определения в одном элементе дистанции на расстоянии $R_o \approx 12 \text{ км}$ (в произвольном азимуте) вычисляются два значения уровней сигналов, отражённых от МО: $P_{с\text{ моно}}$ и $P_{с\text{ нчм}}$. Их отношение ($P_{с\text{ моно}} / P_{с\text{ нчм}}$) принимается за значение $K_{сш}$. Таким образом, по формуле (6) вы-

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						Лист
										18
					Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	

числяются значения P_M для сложных сигналов (по отношению к простому сигналу).

Все остальные параметры соотношения (6) не имеют специфических особенностей и берутся из Протоколов соответствующих измерений, проводимых периодически. Поэтому для вычислений по формуле (5) в оперативной работе ДМРЛ-С проводится оценка только отношения сигнал/шум.

По данным квадратур «нефильтрованного» канала вычисляется мощность смеси шумов и полезного сигнала в каждом элементе дистанции каждой азимутальной развертки:

$$P_{(c+w)i} = (\text{Re}S_i)^2 + (\text{Im}S_i)^2 \tag{7}$$

где $\text{Re}S_i$ и $\text{Im}S_i$ – квадратурные составляющие i-го отсчёта.

Смежные i-е элементы азимутальных разверток «фильтрованного» и «нефильтрованного» каналов осредняются в угловом секторе $\Delta\Theta=1^\circ$ в каждом дискрете дальности, независимо для каждого канала. При этом модуль КК должен превышать порог $\rho_i > \min\rho_0$ (порог задается через панель настроек ПОИ в АСКУ). При этом количество азимутальных разверток М зависит от скорости вращения антенны $V_{\text{ан}}$ и среднего периода зондирования $T_{\text{ср}}$:

$$M \approx \frac{\Delta\Theta[\text{град}]}{V_{\text{ан}}[\text{град} / \text{с}] \cdot T_{\text{ср}}[\text{с}]},$$

Например, при $\Delta\Theta=1^\circ$, $V_{\text{ан}}=36$ град/с ($n=6$ об/мин) и $T_{\text{ср}}=3\cdot10^{-3}$ с, получим $M\approx10$.

В соответствии с принятой в ДМРЛ-С частотой дискретизации $F_d=1,25$ МГц, минимальный дискрет дальности составляет 120м. При этом выдаваемая на ВОИ информация должна быть кратна 125м. Поэтому для выдачи информации через 250/500/1000м необходимо провести интерполяцию вычисленной мощности $P_{(c+w)i}$ от 120м на 125м, а затем методом осреднения получить значения мощностей в вышеуказанных дальностных интервалах. Интерполяция осуществляется следующим образом:

Инв. № подл.	Подп. и дата					Лист 19
	Инв. № дубл.					
	Взам. инв. №					
	Подп. и дата					
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2 Копировал _____ Формат А4	

$$X_{125}(i) = \begin{cases} \frac{\text{mod}(5 \cdot i, 120)}{120} \cdot (X_{120}(j+1) - X_{120}(j)) + X_{120}(j), & \text{если } (\rho(j+1) > \min Ro) \& (\rho(j) > \min Ro) \\ X_{120}(j+1), & \text{если } (\rho(j+1) > \min Ro) \& (\rho(j) < \min Ro) \\ X_{120}(j), & \text{если } (\rho(j+1) < \min Ro) \& (\rho(j) > \min Ro) \\ n / d, & \text{если } (\rho(j+1) < \min Ro) \& (\rho(j) < \min Ro) \end{cases}$$

где $j = i + \text{int}\left(\frac{i \cdot 5}{120}\right)$ элемент дистанции неинтерполированных данных, соответствующий элементу дистанции i интерполированных данных;

$X_{125}(i)$ - значение мощности в i -м элементе дистанции для данных с дискретом в 125м;

$X_{120}(i)$ - значение мощности в i -м элементе дистанции для данных с дискретом в 120м;

С целью устранения влияния шумов осредненные мощности проходят пороговую обработку:

$$P_{\min} = P_{\text{noise}} + \frac{P_{\text{noise}} \cdot k}{\sqrt{\frac{Rd}{R_{\text{instr}}} \cdot M}}.$$

Отношение $\frac{Rd}{R_{\text{instr}}}$ - количество инструментальных дискрет дальности в оцениваемом объеме; M – количество разверток в градусе (размер пачки).

Коэффициент k влияет на вероятность ложной тревоги и устанавливается равным 0,84 (изменение порога см. Руководство системного программиста АСиПОИ).

Для вычисления отношения $P_c / P_{\text{ш}}$ с целью его использования в (5), используется следующая пересчетная формула:

$$\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} = \frac{P_{c+\text{ш}}}{P_{\text{ш}}} - 1$$

Для оценки мощности шумов необходимо иметь классифицированную выборку шумов. Для этого в ДМРЛ-С предусмотрен сектор контроля и регулировки (СКР), априори свободный от влияния полезного сигнала, внешних шумов и помех. СКР выбирается следующим образом: антенна направляется на север и поднимается до угломестного положения $\varepsilon > 30^\circ$, при этом отключается формиро-

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						Лист
										20
					ЦИВР.462414.002 РЭ2					
					Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	

вание ПЧ. Во всех приемных каналах используется одинаковая процедура измерения мощности шумов. Оценка проводится путем осреднения по $M=300$ азимутальным разверткам, и по всем элементам дистанции $N (\sim 3000)$ в каждой из разверток.

$$P_{ш} = \frac{\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N (\text{Re}^2(X_{i,j}) + \text{Im}^2(X_{i,j}))}{MN}$$

1.3.1.4 Алгоритмы выравнивания потенциалов простых и сложных сигналов и основного и дополнительного канала приёмника

Энергии МОНО и НЧМ сигналов, используемых в ДМРЛ-С, существенно различаются. Для того, чтобы в выходной информации аппаратуры ПОИ отсутствовали скачки в параметре «отражаемость», реализуется процедура «сшивки» ближней и дальней зоны, которые обслуживаются различными видами сигналов. Это означает, что элемент дистанции на границе этих зон должен иметь одно и то же значение $Z_{\text{дБз}}$ для МОНО и НЧМ сигналов.

Алгоритм «сшивки» заключается в следующем. На определённой азимутальной развёртке на расстоянии 10 – 12 км от ДМРЛ-С выбирается (при необходимости устанавливается) местный предмет (отражатель), мощность отражения от которого существенно (на 20 и более дБ) превосходит дисперсию шума приёмника.

Отражённые от местника МОНО и НЧМ эхо-сигналы, разделённые известным временным интервалом $\Delta \tau$, поочерёдно принимаются ДМРЛ-С. В ПОИ осуществляется оценка их амплитуд $\tilde{A}_1$ и $\tilde{A}_2$ (максимумов автокорреляционной функции) на выходе соответствующих устройств их внутрипериодной обработки. После этого на величину $20\lg(\tilde{A}_1 / \tilde{A}_2)$ в формуле (4) при расчёте отражаемости $Z_{\text{дБз}}$ должно быть увеличено значение метеопотенциала ДМРЛ-С для сложного сигнала.

«Сшивка» основного и дополнительного приёмников (на каждой поляризации) осуществляется с целью расширения динамического диапазона изделия.

Инв. № подл.	Подп. и дата				
	Инв. № дубл.				
	Взам. инв. №				
	Подп. и дата				
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2
					Лист
					21

Для этого сигнал в тракте дополнительного приёмника искусственно ослабляется на ~30 дБ.

Критерием ограничения входного сигнала в основном приёмнике является верхняя граница линейности его амплитудной характеристики. Экспериментально в лабораторных условиях было получено, что амплитудная компрессия сигнала на величину, не превышающую 1 дБ, происходит при уровне входного сигнала ~75-77 дБ по отношению к собственным шумам АЦП.

Сшивка каналов проводится на этапе приемо-сдаточных испытаний и включает в себя определение коэффициента направленного ответвления и измерение коэффициентов усиления приемников основного и дополнительного каналов в СКР.

На этапе регулировки вычисляется величина ΔA , соответствующая точному значению ослабления между основным и дополнительным приёмниками. При этом при изменении коэффициентов усиления приемников или их замене после каждого СКР величина ΔA корректируется с учетом изменения коэффициентов усиления приемников.

При превышении заданного порога (~75 дБ) осуществляется переход на дополнительный приёмник, а уровень принятого сигнала оценивается по соотношению $A_{местн} = A_{дон} + \Delta A$, где $A_{дон}$ – амплитуда сигнала на выходе дополнительного приёмника, ΔA – ранее измеренная разность между сигналами основного и дополнительного каналов от отражателя, не превысившего порог.

Таким образом, выбором канала приёма реализуется «сшивка» приёмников по динамическому диапазону.

1.3.1.5 Алгоритм оценки коэффициента корреляции в ДМРЛ-С

Для оценки междупериодных и междуканальных коэффициентов корреляции используется одинаковая процедура. Она основана на следующем соотношении:

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата					
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2				Лист
									22

$$\rho_i = \frac{\sum_{n=i-\frac{K}{2}}^{i+\frac{K}{2}} X_{p,n} \cdot \sum_{n=i-\frac{K}{2}}^{i+\frac{K}{2}} X_{p+1,n}^*}{\sum_{n=i-\frac{K}{2}}^{i+\frac{K}{2}} X_{p,n} \cdot X_{p+1,n}^*} \quad (8)$$

Здесь $X_{p,n}$ - комплексный отсчет сигнала в p -ый период (канале) для n -го элемента дистанции. K - размер обучающей выборки по дальности. В ДМРЛ-С $K = 6$ (по три отсчета слева и справа от оцениваемого i -го элемента дальности).

1.3.1.6 Алгоритм однозначного измерения скорости в ДМРЛ-С

В ДМРЛ-С для однозначного измерения средней радиальной скорости (СРС) МО используется метод парных импульсов (МПИ). Традиционный МПИ широко применяется в метеорадарах и его суть заключается в следующем. При постоянном периоде зондирования T за оценку СРС $\tilde{V}_r$ принимается величина:

$$\tilde{V}_r = \frac{\lambda}{4\pi T} \arg(\epsilon), \quad (9)$$

где $\lambda = 5,32 \cdot 10^{-2}$ – рабочая длина волны;

$\arg(\epsilon) = \arctg \left[\frac{\text{Im}(\epsilon)}{\text{Re}(\epsilon)} \right]$, где $\text{Im}(\epsilon)$ и $\text{Re}(\epsilon)$ - мнимая и действительная части ком-

плексного коэффициента ковариации (КК) $R = \text{Re}(\epsilon) + \text{Im}(\epsilon)$.

Формула (6) является следствием связи фазы КК с доплеровским сдвигом частоты F_D на длине волны λ :

$$\phi_T = 2\pi F_D T, \quad F_D = \frac{2\tilde{V}_r}{\lambda}$$

Недостатком традиционного МПИ при постоянном интервале зондирования является неоднозначность оценки СРС, которая соответствует не одному, а набору значений скоростей:

$$V_k = V + kV_0,$$

$$\text{где } V_0 = \frac{\lambda}{2T}; \quad k = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Инв. № дубл.	Взам. инв. №	Подп. и дата	Инв. № подл.
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	Лист
ЦИВР.462414.002 РЭ2					23

В каждой оценке фаза φ_T изменяется на $\pm 2\pi k$, что не меняет значения квадратурных компонент КК, а, следовательно, $\arg(\epsilon)$ и оценки (9). Значение V_0 определяет протяжённость однозначного интервала СРС МО.

В ДМРЛ-С задан однозначный интервал измерения СРС равный $|V| \leq 60 \text{ м/с}$. Поэтому для устранения неоднозначности измерения скорости используется режим вобуляции на два периода T_1 и T_2 . Кроме того, для повышения корректности оценки междупериодных КК, применяется процедура, описанная в разделе 1.3.1.5.

Вычисляемые по соседним азимутальным разверткам коэффициенты корреляции ρ_{T1} и ρ_{T2} осредняются для каждого периода по градусу при условии, что $\rho > \min \text{SQI}$ (порог SQI задается через панель настроек ПОИ в АСКУ).

Для осредненных данных по двум периодам ρ_{T1} и ρ_{T2} на основании (9) вычисляются неоднозначные скорости V_{T1} и V_{T2} , при условии что количество коэффициентов корреляции, участвовавших в осреднении (прошедших порог по SQI) превышает 40 % размера пачки М. Далее, если $90 \text{ мкс} < \Delta T_{12} = |T_1 - T_2| < 220 \text{ мкс}$, то по полученным значениям V_{T1} и V_{T2} можно устранить неоднозначность измерения СРС. Для этого применяется следующий алгоритм:

$$T_1 > T_2$$

$$\Delta V = V_{T1} - V_{T2}$$

$$V_{odnT1} = \lambda / (2 \cdot T_1); V_{odnT2} = \lambda / (2 \cdot T_2); \Delta V_{odn} = V_{odnT1} - V_{odnT2}.$$

$$k = \begin{cases} -1, & \text{если } \Delta V > 0,5 \cdot V_{odnT1}; \\ 1, & \text{если } \Delta V < -0,5 \cdot V_{odnT1}; \\ 0, & \text{если } 0,5 \cdot V_{odnT1} < \Delta V < 0,5 \cdot V_{odnT1}; \end{cases}$$

$$\Delta V_r = \begin{cases} \Delta V - V_{odnT1}, & \text{если } \Delta V > 0,5 \cdot V_{odnT1}; \\ \Delta V + V_{odnT1}, & \text{если } \Delta V < -0,5 \cdot V_{odnT1}; \\ \Delta V, & \text{если } 0,5 \cdot V_{odnT1} < \Delta V < 0,5 \cdot V_{odnT1}; \end{cases}$$

$$V_{odn} = V_{T1} - \Delta V_{odn} \cdot \left(\text{int} \left(\frac{\Delta V_r}{\Delta V_{odn}} \right) - k \right).$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2					Лист
										24

V_{odnT1}, V_{odnT2} - максимальная однозначно определяемая скорость для периодов T_1 и T_2 соответственно;

V_{odn} - однозначная СРС в интервале ± 60 м/с.

В отсутствии вобуляции ($\Delta T_{12}=0$) или при $\Delta T_{12}>220$ мкс, а также при $\Delta T_{12}<90$ мкс, однозначная скорость в интервале ± 60 м/с не определяется и на БОИ выдается осредненная неоднозначная скорость по T_1 и T_2 .

Указанные процедуры выполняются в каждом элементе разрешения.

1.3.1.7 Алгоритм оценки ширины спектра

Оценка ширины спектра ΔW междупериодных флуктуаций существенно зависит от вида корреляционной функции процесса, которая, как правило, имеет вид:

$$\rho(\tau) = e^{-\alpha \tau^n}, \quad \text{где } 1 \leq n \leq 2 \quad (10)$$

Выбор параметров α и n зависит не только от характера метеоявления, но и от периода зондирования. С учетом всех факторов и режимов работы ДМРЛ-С для периодов $T_i < 2$ мс выбрано $n=1$, а при $T_i \geq 2$ мс $n=2$. Этим значениям n соответствуют спектральные плотности мощности:

$$S(f) = \frac{2 \cdot \alpha}{\alpha^2 + (2 \cdot \pi \cdot f)^2}, \quad \text{при } n=1 \quad (11)$$

$$S(f) = \sqrt{\frac{\pi}{\alpha}} \cdot e^{-\frac{\pi^2}{\alpha} f^2}, \quad \text{при } n=2 \quad (12)$$

Ширина спектра определяется по уровню половинной мощности $S(f) = 0.5$ и в соответствии с (10) и (11)(12) выражается через первые корреляционные моменты. Для $n=1$ и $n=2$ имеем:

$$\Delta W_{Ti} = \begin{cases} \frac{\lambda}{4\pi T_i} \sqrt{-\ln(|\rho_{Ti}|)}, & \text{если } T_i < 2\text{мс}; \\ \frac{\lambda}{\pi T_i} \sqrt{-\ln(|\rho_{Ti}|) \cdot \ln 2}, & \text{если } T_i \geq 2\text{мс}. \end{cases} \quad (13)$$

Для оценки ширины спектра коэффициент корреляции осредняются по градусу для каждого периода.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2					Лист
										25

По осредненным данным на двух периодах ρ_{T1} и ρ_{T2} в соответствии с (13) вычисляется ширина спектра.

1.3.1.8 Алгоритм оценки дифференциальной отражаемости и линейного деполаризационного отношения (для двухполяризационного варианта ДМРЛ-С)

Для оценки дифференциальной отражаемости и линейного деполаризационного отношения используются данные нефильтрованных каналов.

$$ZDR = \frac{Z_{гориз}}{Z_{вертик}}, LDR = \frac{Z_{вертик}}{Z_{гориз}}. \tag{14}$$

При этом вычисляется только ZDR, если включено излучение на двух поляризациях или только LDR, если включено излучение на горизонтальной поляризации.

Алгоритм вычисления отражаемости на вертикальной поляризации аналогичен расчету отражаемости на горизонтальной поляризации.

Далее данные по ZDR и LDR выдаются на БОИ при прохождении двух порогов:

- превышению порога отражаемости в анализируемом дискрете дальности на обоих поляризациях;
- превышению порога модуля коэффициента кросскорреляции minRDR (задается через программу АСКУ, меню настройки ПОИ).

1.3.1.9 Алгоритм оценки модуля и фазы коэффициента кросскорреляции (для двухполяризационного варианта ДМРЛ-С в режиме работы на двух поляризациях)

Коэффициент кросскорреляции поляризационных каналов осредняется по градусу, если $|\rho_{cross_i}| > 0,3$. По осредненному ρ_{cross_i} в случае, если количество осреднений более 20 % пачки, вычисляется модуль и фаза (дифференциальная фаза) коэффициента кросскорреляции.

Инв. № подл.	Подп. и дата				Лист 26
	Инв. № дубл.				
	Взам. инв. №				
	Подп. и дата				
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2

Дифференциальная фаза также как дифференциальная отражаемость выдается, если средний модуль коэффициента кросскорреляции более порога minRDR.

1.3.1.10 Алгоритм проверки коэффициента шума приёмного устройства

По определению коэффициент вычисляется из соотношения

$$F = \frac{T_{шизм}}{T_0} - 1,$$

где $T_0 = 290^\circ\text{K}$;

$T_{шизм}$ – измеренная шумовая температура в градусах Кельвина.

Методика измерения значения F имеет два этапа. Сначала вычисляется мощность собственных шумов приёмника

$$P_{ш} = kT_{шпр}\Delta f = kT_0\Delta f(F + 1), \quad (15)$$

где $kT_0 = 4 \cdot 10^{-21} \text{Втс}$;

$\Delta f = 1 \text{ МГц}$ – ширина полосы зондирующего сигнала и соответствующего фильтра обработки.

Второе измерение позволяет определить мощность смеси шумов калиброванного генератора шума (ГШ) с паспортизованной шумовой температурой $T_{шпасн}$ и собственных шумов приёмника

$$P_{2ш} = k(T_{шпр} + T_{шпасн})\Delta f = kT_0\Delta f\left(F + 1 + \frac{T_{шпасн}}{T_0}\right)$$

Искомое значение F можно определить из уравнения, взяв отношение измеренных мощностей:

$$Y = \frac{P_{2ш}}{P_{ш}} = \frac{T + A + 1}{F + 1}, \quad (16)$$

где $A = \frac{T_{шпасн}}{T_0}$

Поскольку значение A является заранее известной константой, выражение для коэффициента шума (в дБ) удобно представить в виде:

$$K_{шдБ} = 10\lg F = 10\lg A - 10\lg(Y - 1)$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2					Лист
										27

Т.к. величина A для встроенного ГШ неизвестна, в начале по эталонному ГШ вычисляется значение КШ. Далее вычисляется значение Y для встроенного ГШ, и, зная значение Y и $K_{удБ}$ из выражения (16) находим значение A для встроенного ГШ.

1.3.1.11 Алгоритм определения стабильности передатчика

Данный алгоритм применяется для двух возможных ситуаций:

- определение стабильности формирования ЗС по его «пролазу» в приёмный тракт;
- определение стабильности сигнала, отражённого от достаточно мощного местника.

В первой ситуации (без выхода в эфир) определяется потенциально достижимая стабильность ДМРЛ-С, так как полученная оценка стабильности не зависит от характеристик отражателей во внешнем пространстве.

Во втором случае сигнал проходит весь передающий тракт, антенну и отражается от местного предмета, имеющего собственную нестабильность. очевидно, что эта ситуация характеризует потенциальные возможности ДМРЛ-С в части подавления местных предметов. Коэффициент подавления K_{Π} однозначно связан с коэффициентом корреляции двух смежных импульсов $\rho_{i,i=1}$ известным соотношением

$$K_{\Pi} = \frac{1}{1 - \rho_{ij+1}^2}$$

Для исключения влияния собственных шумов приёмника при измерении стабильности полагается, что $P_c/P_{ш} \gg 1$, где P_c , $P_{ш}$ – мощности полезного сигнала и шума соответственно.

Для любой пары зондирующий импульсов можно составить корреляционную матрицу размерности 2×2 , имеющую вид:

$$R = \frac{\lambda}{\sqrt{P_c}} \begin{bmatrix} 1 & \rho_{i,i+1} \\ \rho_{i+1,i} & 1 \end{bmatrix}$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	ражается от местного предмета, имеющего собственную нестабильность. оче- видно, что эта ситуация характеризует потенциальные возможности ДМРЛ-С в части подавления местных предметов. Коэффициент подавления K_{Π} однозначно связан с коэффициентом корреляции двух смежных импульсов $\rho_{i,i=1}$ известным соотношением	
					$K_{\Pi} = \frac{1}{1 - \rho_{i,i+1}^2}$	
					Для исключения влияния собственных шумов приёмника при измерении стабильности полагается, что $P_c/P_{\text{ш}} \gg 1$, где P_c , $P_{\text{ш}}$ – мощности полезного сигнала и шума соответственно.	
					Для любой пары зондирующий импульсов можно составить корреляцион- ную матрицу размерности 2x2, имеющую вид:	
Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	$R = \frac{\lambda}{\sqrt{P_c}} \begin{bmatrix} 1 & \rho_{i,i+1} \\ \rho_{i+1,i} & 1 \end{bmatrix}$	
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2	Лист 28

Элементы вне главной диагонали матрицы R одинаковы, и, вследствие этого, достаточно оценить только один её элемент, например, $\rho_{i,i+1}$. Для этого можно создать набор из N таких матриц ($N \geq 1000$) и вычислить среднее значение:

$$\bar{\rho} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \cdot x_{i+1}^*,$$

где x_i и x_{i+1} – принятые сигналы в двух смежных периодах.

Экспериментально получено, что при нормальном функционировании ДМРЛ-С:

- для первой ситуации $0,999999 \leq \rho \leq 0,9999999$;
- для второй ситуации $0,99995 \leq \rho \leq 0,999999$.

Отсюда следует, что при работе по местнику $K_{\Pi} > 40$ дБ

1.3.1.12 Алгоритм формирования фильтра на нулевую скорость

Нулевые режекторные фильтры (далее фильтр «0») предназначены для компенсации отражений от местных предметов (МП) с $V_r=0$, как правило, расположенных в ближней зоне действия ДМРЛ-С. Помимо обеспечения подавления МП к ним так же предъявляются требования минимизации искажений отражаемости метеообразований. Поэтому фильтры «0» при заданной глубине провала должны обладать высокой крутизной ЧХ и минимальными паразитными пульсациями вне полосы задержания.

В качестве фильтров «0» в ДМРЛ-С используется банк режекторных фильтров, имеющих различную глубину подавления и ширины зон режекции. Их АЧХ показаны на рис.7. В ДМРЛ-С предусмотрена возможность выбора оператором любого из фильтров «0» в зависимости от внешней обстановки (интенсивности и спектра флуктуаций местных предметов).

Фильтры «0» реализованы в виде КИХ-фильтров M -го порядка, где M – размер пачки обрабатываемых импульсов ($M \approx 8$ для режима отражаемости и $M \approx 30$ – для режима измерения скорости). Коэффициенты фильтров $h_i, i \in 1...M$, определяются из матрицы, обратной корреляционной матрице отражений от МП.

Инв. № подл.	Подп. и дата				Лист 29
	Инв. № дубл.				
	Взам. инв. №				
	Подп. и дата				
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2

Для минимизации искажений отражаемостей МО со скоростями, кратными скоростям «Найквиста» информация с выхода фильтров «0» берется только после «расшивки» неоднозначности по скорости в ПОИ.

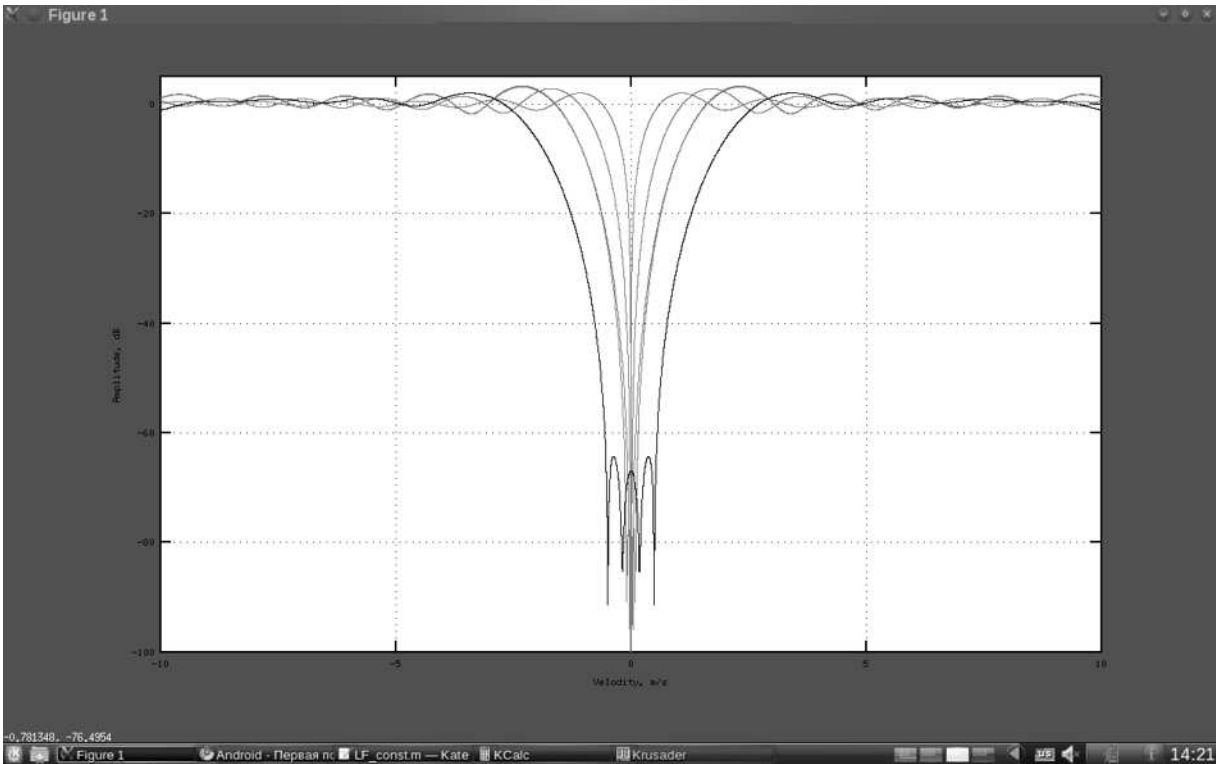


Рисунок 7 АЧХ первых четырех нулевых режекторных фильтров

Фильтр «0» должен обеспечивать режекцию эхо-сигналов с нулевой доплеровской скоростью. Глубина подавления здесь определяется коэффициентом междупериодной корреляции принятых сигналов.

Фильтр «0» строится на основе следующих соотношений. Для M -элементной пачки можно получить $M \times M$ корреляционную матрицу (КМ) смеси сигналов и шумов вида:

$$\Phi = \{\varphi_{ij}\}_{ij}^M = I_M + \eta \rho,$$

где I_M – единичная $M \times M$ КМ взаимно некоррелированных отсчётов собственных шумов приёмника, которые в большинстве практических случаев имеют одинаковую мощность, принятую за единицу;

$\rho = \{\rho_{ij}\}_{ij}^M$ - нормированная КМ отражений от внешних рассеивателей;

η – отношение сигнал/шум (ОСШ).

Инв. № подл.	Подп. и дата	Инв. № дубл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	Инв. № подл.

Оптимальная обработка подразумевает пропускание входной реализации u через фильтр с импульсно-матричной характеристикой (ИМХ).

$$R = X\Psi, \quad (17)$$

где $\Psi = \Phi^{-1} - MxM$ матрица, обратная КМ матрице Φ ;

$$X = \left\{ e^{j4\pi \frac{V_r}{\lambda} T_i} \right\}_{i=1}^M - M\text{-мерный вектор-столбец ожидаемого сигнала};$$

V_r – ожидаемая радиальная скорость отражателя;

T_i – длительность i периода повторения.

Для нулевого фильтра имеем $X_0 = [1, 1 \dots]^T$

Фильтр с ИМХ, равной Ψ называется обращающим (ОФ), так как нули его частотной характеристики (ЧХ) соответствуют максимуму спектра сигнала, который полагается помехой.

Для реализации фильтра «0» в ДМРЛ-С априори неизвестные элементы матрицы Ψ оцениваются. Их оценку осуществляет адаптивный решетчатый фильтр АРФ, параметры настройки которого напрямую связаны с элементами матрицы Ψ . При этом количество ступней АРФ соответствует ширине «ленты», взятой вдоль главной диагонали матрицы Ψ . В аппаратуре ДМРЛ на программном уровне построены 3-ступенчатые АРФ. Таким образом, можно оценить главную диагональ (мощность принятого сигнала) и две ближайшие поддиагонали, соответствующие первым и вторым коэффициентам корреляции.

Алгоритм работы фильтра «0» сводится к следующему. В азимутальных развёртках в элементах дальности, соответствующих положению отражателя с нулевой радиальной скоростью, формируются нули ЧХ фильтра в соответствии с (17), которые «подчёркиваются» после умножения на ожидаемый вектор X_0 .

Если полученный коэффициент подавления превышает 20 дБ, то фильтр «0» остаётся включённым, так как это означает, что он работает по отражателю, соответствующему местному предмету. Если это условие не выполняется, то полагается, что отражателем является МО, у которого междупериодный коэффициент корреляции не может быть больше 0,99. В этой ситуации фильтр «0» автоматически отключается.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						Лист
										31
					Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2

1.3.1.13 Алгоритм фильтрации шумовых выбросов

Фильтрация шумов позволяет избавиться от единичных шумовых выбросов в данных, выдаваемых на ВОИ:

$$x_{i,j} = \begin{cases} \text{нет данных, если } (x_{i-1,j} = 0 \& x_{i+1,j} = 0 \& x_{i,j-1} = 0 \& x_{i,j+1} = 0), \\ x_{i,j}, \text{ в остальных случаях.} \end{cases}$$

где $x_{i,j}$ - значение фильтруемого типа данных в i -м азимуте j -го дискрета дальности.

1.3.1.14 Алгоритм фильтрации точечных целей по дальности

Фильтрация шумов позволяет избавиться от точечных целей, в том числе от отражений от летательных аппаратов.

Фильтр реализован в виде трех скользящих «окон», каждое из которых составляет 1 км по дальности. Если в двух крайних «окнах» нет данных об отражаемости, то информация из среднего «окна» исключается из выдаваемого на ВОИ массива.

1.3.1.15 Алгоритм фильтрации помех в развертках по азимуту

Фильтрация работает до дальности 100 км по следующему критерию:

$$\begin{pmatrix} x_{i,j} \\ x_{i+1,j} \end{pmatrix} = \begin{cases} \text{нет данных, если } (x_{i-1,j} = 0 \& x_{i-2,j} = 0 \& x_{i+1,j} = 0 \& x_{i+2,j} = 0), \\ x_{i,j} \text{ и } x_{i+1,j}, \text{ в остальных случаях.} \end{cases}$$

1.3.1.16 Алгоритм выбора данных отражаемости из отфильтрованного канала по скорости и ширине спектра

Фильтрация работает по следующему критерию:

$$x_{i,j} = \begin{cases} x_{i,j} \text{ отфильтрованного канала, если } (|V_{i,j}| < \min V \& \omega_{i,j} < \min \omega), \\ x_{i,j} \text{ неотфильтрованного канала, в остальных случаях.} \end{cases}$$

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2					Лист
										32

1.3.1.17 Алгоритм выбора данных отражаемости из отфильтрованного канала по дифференциальной отражаемости и скорости

Значения дифференциальной отражаемости вследствие свойств местности достигают значительных отрицательных значений (в том числе при сверхрефракции), поэтому это свойство используется для фильтрации отражений от местных предметов.

Фильтрация работает по следующему критерию:

$$x_{i,j} = \begin{cases} x_{i,j} \text{ отфильтрованного канала, если } (|V_{i,j}| < \min V \ \& \ ZDR_{i,j} < \min ZDR), \\ x_{i,j} \text{ неотфильтрованного канала, в остальных случаях.} \end{cases}$$

1.4 Электрические параметры системы обработки

1.4.1 Параметры входных сигналов

- с приемной системы:

– State_Code1+, State_Code1-, State_Code2+, State_Code2- – дифференциальные сигналы последовательного кода состояния (контроля) от ячейки формирователей сигналов ПЧ (ФПЧ) Д2ХК257 с каналами передачи по стандарту TIA/EIA-644 (LVDS) и согласованием 100 Ом, активный уровень лог.1. В коде состояния передаётся ответное сообщение, подтверждающее достоверность приёма в ФПЧ кода управления и сигнализирующее о состоянии ФПЧ.

– Fref1+, Fref1-, Fref2+, Fref2- – дифференциальные сигналы синхронизации последовательного кода состояния (контроля) от ячейки формирователей сигналов ПЧ (ФПЧ) Д2ХК257 с каналами передачи по стандарту TIA/EIA-644 (LVDS) и согласованием 100 Ом, активный уровень лог.1. Тактовая частота синхронизации равна опорной частоте. При переходе сигнала с пассивного уровня (лог.1) в активный уровень (лог.0) происходит смена состояний на линиях State_Code, а при переходе с активного уровня (лог.0) в пассивный уровень (лог.1) состояния на линиях State_Code достоверны.

– Фоп – тактовый сигнал частотой 80 МГц от ячейки Д2ХК257 через ячейку Д2ПУ080 (делитель сигналов). Уровень ТТЛ, нагрузка 50 Ом;

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата	мирователей сигналов ПЧ (ФПЧ) Д2ХК257 с каналами передачи по стандарту TIA/EIA-644 (LVDS) и согласованием 100 Ом, активный уровень лог.1. В коде состояния передаётся ответное сообщение, подтверждающее достоверность приёма в ФПЧ кода управления и сигнализирующее о состоянии ФПЧ.					
					– Fref1+, Fref1-, Fref2+, Fref2- – дифференциальные сигналы синхронизации последовательного кода состояния (контроля) от ячейки формирователей сигналов ПЧ (ФПЧ) Д2ХК257 с каналами передачи по стандарту TIA/EIA-644 (LVDS) и согласованием 100 Ом, активный уровень лог.1. Тактовая частота синхронизации равна опорной частоте. При переходе сигнала с пассивного уровня (лог.1) в активный уровень (лог.0) происходит смена состояний на линиях State_Code, а при переходе с активного уровня (лог.0) в пассивный уровень (лог.1) состояния на линиях State_Code достоверны.					
					– Фоп – тактовый сигнал частотой 80 МГц от ячейки Д2ХК257 через ячейку Д2ПУ080 (делитель сигналов). Уровень ТТЛ, нагрузка 50 Ом;					
Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						Лист
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2					33

– Фэхо ГП о, Фэхо ВП о, Фэхо ГП д, Фэхо ВП д,– аналоговые радиочастотные сигналы с центральной частотой 60 МГц на нагрузке 50 Ом амплитудой $(2 \pm 0,3) \text{ В}$;

- с блока управления антенной :

– ATTL1-ATTL16, ETTL1-ETTL16, –параллельный сигнал TTL уровня текущего значения азимута и угла места от блока управления антенной.

- от антенн приемника СРНС:

– ANT1, ANT2 – сигналы от двух приёмных антенн СРНС.

1.4.2 Параметры выходных сигналов

- на приемную систему:

– Ctrl_Code1+, Ctrl_Code1-, Ctrl_Code2+, Ctrl_Code2- – дифференциальные сигналы последовательного кода управления ячейкой формирователей сигналов ПЧ (ФПЧ) Д2ХК257 с каналами передачи по стандартам TIA/EIA-644 (LVDS) и согласованием 100 Ом, активный уровень лог.1. В коде управления передаются коды начала запуска, коды формирования радиоимпульсов, коды контроля и регулирования СКР, коды признака пилот-сигнала ППС, код включения генератора шума ГШ и коды управления аттенюаторами четырех приемных каналов.

– Clk_Ctrl_Code1+, Clk_Ctrl_Code1-, Clk_Ctrl_Code2+, Clk_Ctrl_Code2 – дифференциальные сигналы синхронизации последовательного кода управления ячейкой формирователей сигналов ПЧ (ФПЧ) Д2ХК257 с каналами передачи по стандарту TIA/EIA-644 (LVDS) и согласованием 100 Ом. Тактовая частота синхронизации равна опорной частоте. При переходе сигнала с пассивного уровня (лог.1) в активный уровень (лог.0) происходит смена состояний на линиях Ctrl_Code, а при переходе с активного уровня (лог.0) в пассивный уровень (лог.1) состояния на линиях Ctrl_Code достоверны.

1.4.3 Электропитание аппаратуры обработки

Питание блока 534ВК01, коммуникатора UC-7110-LX $\sim 220 \text{ В} \pm 10 \% 50 \text{ Гц}$;

Питание субблока 973ВБ01 $27 \text{ В} \pm 10 \%$;

Инв. № подл.	Подп. и дата				Лист 34
	Инв. № дубл.				
	Взам. инв. №				
	Подп. и дата				
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2

1.5 Блок 534BK01

В состав блока 534BK01 ЦИВР.466534.005 входят:

– крейт 19” 4U с двумя независимыми объединительными платами CompactPCI PICMG 2.0 R3.0 32/64bit, 33/66MHz, тремя резервированными источниками питания

шт.;

– сегмент ЭВМ первичной обработки информации в составе:

а) одноплатный процессорный модуль

CP6002-R1-1.5-2G

1 шт.;

б) модуль тыльного ввода-вывода CP-CTM80-3

1 шт.;

в) модуль процессора цифровой обработки сигналов

ADP201cP5 с двумя субмодулями ADMDDC4x16

1 шт.;

г) модуль тыльного ввода-вывода RTM-ADP201cP5

1 шт.;

д) модуль управления и синхронизации CM-cPCI-V4

1 шт.;

е) модуль тыльного ввода-вывода

RTM-CM-cPCI-V4 DMPL

1 шт.

В ПЭВМ по CompactPCI шине осуществляется передача радиолокационной информации. Кроме того, в ней реализуются управление и контроль вычислительного модуля ЦОС и некоторых параметров приемника (коэффициента шума, чувствительность, динамического диапазона и т.д.). ПЭВМ АПОИ также осуществляет первоначальную загрузку ПО модуля ЦОС

Согласно протоколам с потребителями информации АПОИ ПЭВМ формирует пакет данных и выдает их потребителям по Ethernet, используя протокол TCP/IP.

ПЭВМ представляет собой процессорный модуль промышленного выполнения CP6002, выполненный в форм-факторе cPCI4U. Процессорный модуль оснащен высокопроизводительным процессором Core2Duo с тактовой частотой не менее 1,6 ГГц. В состав ПЭВМ также входит высокоскоростное регистровое ОЗУ объемом не менее 2 Гбайт и высоконадежный HDD объемом не менее 140

Подп. и дата	
Инв. № дубл.	
Взам. инв. №	
Подп. и дата	
Инв. № подл.	
Изм	Лист
№ докум.	Подп.
Дата	
ЦИВР.462414.002 РЭ2	
Лист	
35	

Гбайт. ПЭВМ имеет два USB-разъема и четыре интерфейса Ethernet, допускающие одновременное подсоединение четырех потребителей информации.

1.5.1 Процессорный модуль CP6002

Процессорный модуль CP6002 имеет встроенную сетевую и видео карты.

Технические характеристики:

- системная магистраль CompactPCI 64bit;
- процессор Intel® Core™ i7 Dual Core 2.53 ГГц;
- объем оперативной памяти, Гб, не менее 2;
- объем твердотельного Flash накопителя, Гб 2;
- количество независимых сетевых интерфейсов Ethernet 4;
- скорость передачи данных по интерфейсу Ethernet, Мбит/с 10/100/1000;
- графический акселератор интегрированный;
- разрешающая способность, точек до 2048x1536;
- число цветов 16М;
- емкость видеопамяти, МБ до 128;
- частота развертки, Гц 50-75.

1.5.2 Субмодуль цифрового приема ADMDDC416x100M

Субмодуль ADVDDC416x100M имеет универсальное применение. Он позволяет вводить и обрабатывать сигналы с шириной спектра до 50 МГц (в режиме АЦП) и до 45 МГц (в режиме DDC) на ПЧ до 140 МГц.

Входной трансформаторный тракт сводит к минимуму искажения и шумы на входе АЦП. Два АЦП осуществляют аналого-цифровое преобразование с рядностью 16 с частотой дискретизации 48 МГц.

Внешний вид субмодуля показан на рисунке 8.

Инв. № подл.	Подп. и дата				Инв. № дубл.				Взам. инв. №				Подп. и дата																			
Изм					Лист					№ докум.					Подп.																	
															Дата																	
ЦИВР.462414.002 РЭ2																	Лист															
																	36															

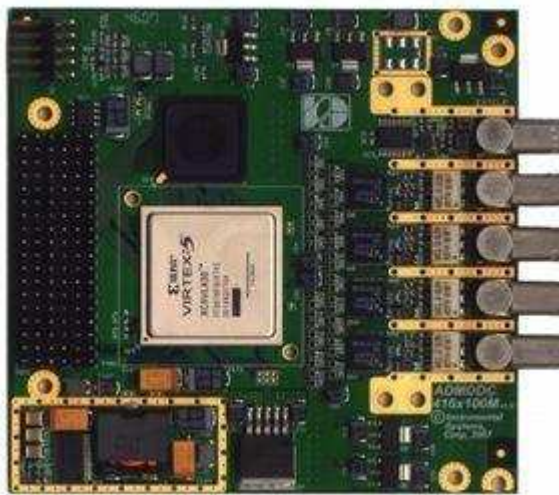


Рисунок 8 –Субмодуль ADMDDC416x100M

Субмодуль цифрового приема имеет следующие характеристики:

- полоса входных сигналов тракта АЦП по уровню – 3дБ, МГц 1-150;
- межканальное фазовое рассогласование на $f=21,4$ МГц, град, не более 2;
- величина межканальной развязки на $f=21,4$ МГц, дБ, не менее 90;
- свободный динамический диапазон АЦП (SFDA), дБ 85;
- максимальное отношение сигнал/шум на выходе АЦП (SNA), дБ 71;
- входное сопротивление, Ом 50.

1.5.1 Модуль процессора ЦОС ADP201cP5

На данном модуле выполняются операции, требующие высокой производительности. В первую очередь это относится к расчету коэффициентов корреляции междупериодной обработки.

Модуль ADP201cP5 разработан на основе процессора **TigerSHARC ADSP-TS201S**. В основе конструкции модуля использована технология AMD.

Модуль имеет типоразмер 6U и предназначен для построения систем сбора и обработки данных в реальном масштабе времени в составе промышленных компьютеров с системной шиной CompactPCI. Сбор данных осуществляется с помощью двух субмодулей, устанавливаемых в разъемы двух узлов интерфейса AMD, цифровая обработка выполняется с помощью пяти процессоров ЦОС ADSP-TS201S и двух ПЛИС Virtex4.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата					
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата					
					ЦИВР.462414.002 РЭ2				
					Лист				
					37				

На вход ПЛИС AMD с выхода субмодуля цифрового приема поступают отсчеты принятого эхо-сигнала. В ПЛИС реализуются следующие этапы обработки цифрового приема:

- цифровое фазовое детектирование (ДДС);
- децимация выходных отсчетов до 10 МГц.;
- согласованная фильтрации простого и сложного сигналов;
- децимация отсчетов до частоты 2,5 МГц.

Внешний вид модуля ЦОС показан на рис.9.

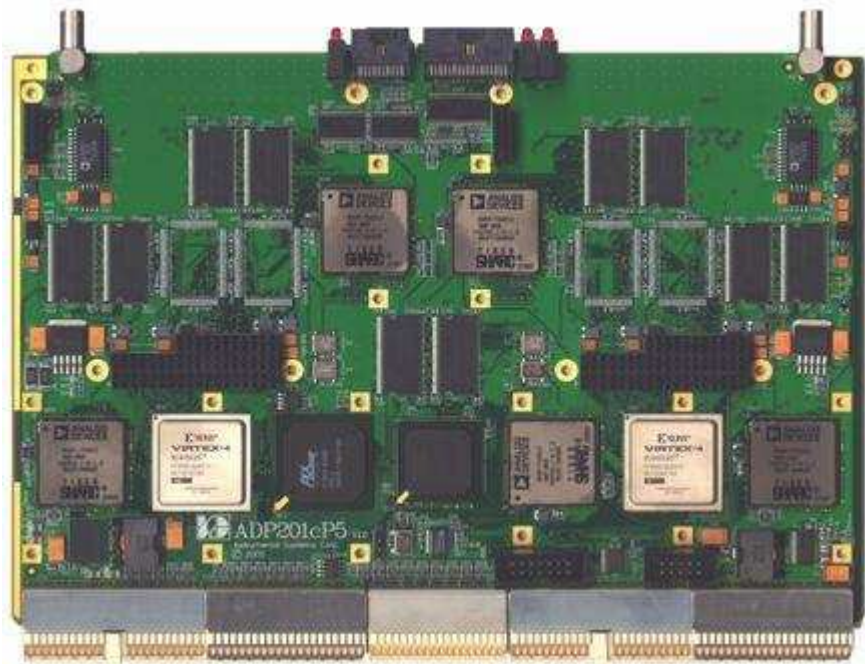


Рисунок 9 – Модуль процессора ЦОС ADP201cP5

Основные характеристики модуля следующие:

- 5 процессоров **TigerSHARC ADSP-TS201S**;
- производительность: пиковая до 15 GFlops;
- тактовая частота локальной шины 100 МГц.;
- динамическая память: пять банков SDRAM до 128 Мбайт каждый;
- 5 внешних линк-портов для межблочного обмена 500 Мбайт/сек каждый;
- FLASH память емкостью до 4 Мбайт;
- интерфейс ADMPRO. Установка субмодулей ADM с уровнями LVTTTL/LVDS;

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
					Рисунок 9 – Модуль процессора ЦОС ADP201cP5 Основные характеристики модуля следующие: – 5 процессоров TigerSHARC ADSP-TS201S; – производительность: пиковая до 15 GFlops; – тактовая частота локальной шины 100 МГц.; – динамическая память: пять банков SDRAM до 128 Мбайт каждый; – 5 внешних линк-портов для межблочного обмена 500 Мбайт/сек каждый; – FLASH память емкостью до 4 Мбайт; – интерфейс ADMPRO. Установка субмодулей ADM с уровнями LVTTTL/LVDS;					
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2					Лист
										38

- две ПЛИС Virtex4 фирмы Xilinx емкостью до 6 млн.вентилей;
- цифровой порт: LVTTTL-16 бит или LVDS-8 бит;
- интерфейс с компьютером: CompactPCI 64 бит/66 МГц;
- формат печати платы: 6U;
- разъем JTAG для подключения эмулятора EMU-AD.

Структурная схема модуля приведена на рисунке 10.

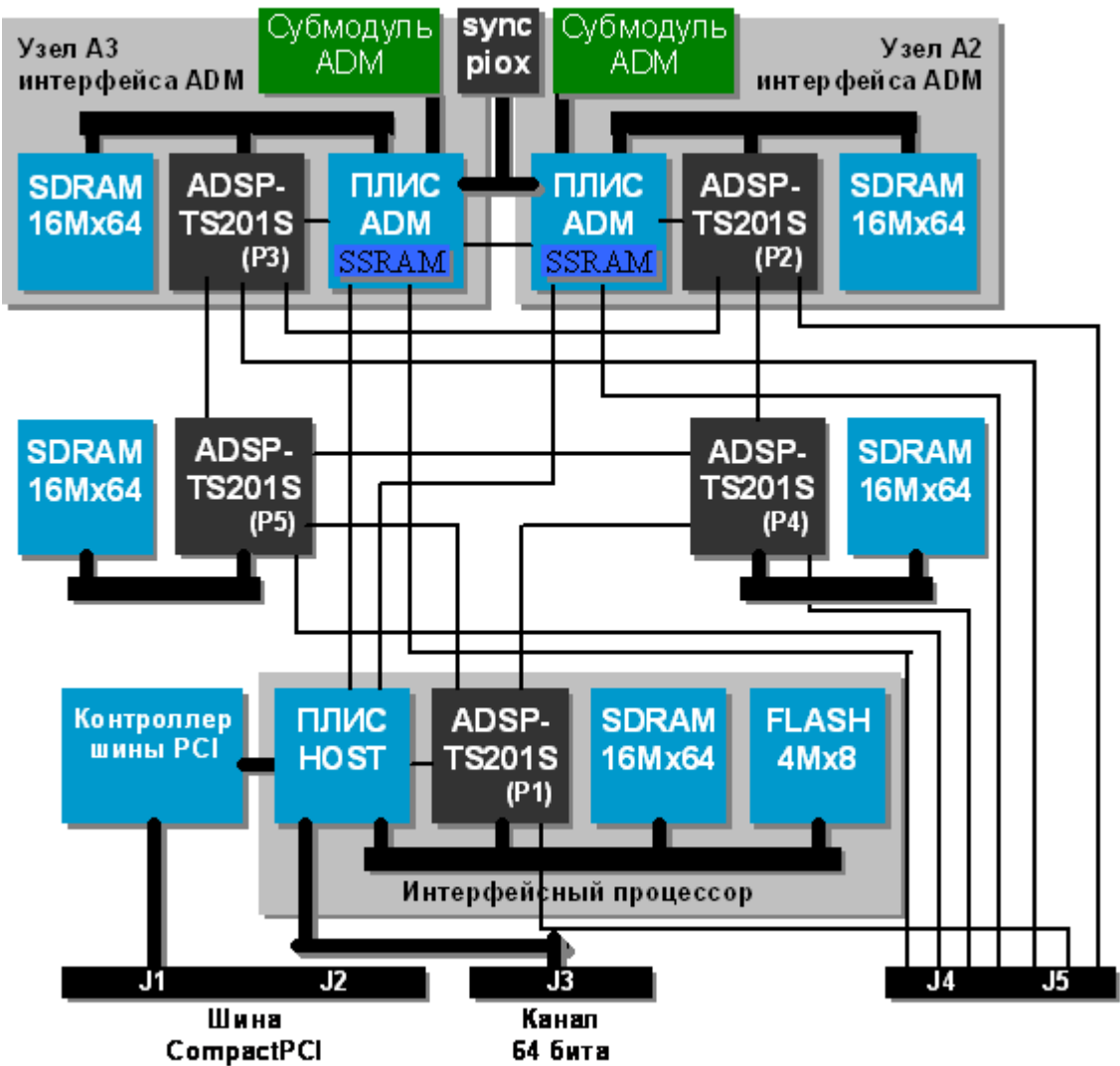


Рисунок 10 – Структурная схема модуля ЦОС ADP201cP5

На схеме показаны:

- процессор P1 для начальной загрузки, обмена с компьютером и управления процессами на плате;
- процессоры P4 и P5 для обработки данных;

–процессор P2 для работы с узлом A2 интерфейса ADM;

–процессор P3 для работы с узлом A3 интерфейса ADM.

Обмен данными между процессором TigerSHARC и ПЭВМ АПОИ производится через контроллер PCI9656 и ПЛИС HOST.

Внутри ПЛИС реализованы двухпортовая память, FIFO и интерфейс процессора TigerSHARC.

1.5.2 Модуль CM-cPCI-V4

Модуль CM-cPCI-V4 предназначен для управления режимами обзора РЛК, синхронизации ячейки формирователей промежуточной частоты приёмной системы и модуля ЦОС, приема и обработки сигналов азимутального и угломестного кода, формирования кодов азимута, а также сигналов МАИ и СЕВЕР для ВРЛ; для приема кода текущего времени и передачи управляющей информации для модулей синхронизации и времени (МСВ) (ячеек Д2ВВ010); привязки времени к азимуту.

Управление модулем осуществляется по шине CompactPCI центральным процессором ЭВМ посредством обращения к программно-доступным регистрам, отображённым в пространство памяти. Обмен информацией осуществляется в программном режиме по 32-разрядной шине данных.

1.5.3 Модуль тыльного ввода-вывода RTM-CM-cPCI-V4-DMRL

Модуль RTM-CM-cPCI-V4 DMRL предназначен для сопряжения входных и выходных уровней сигналов с уровнями модуля управления и синхронизации CM-cPCI-V4.

1.5.4 Модуль тыльного ввода-вывода RTM-ADP201cP5

Модуль RTM-ADP201cP5 предназначен для сопряжения входных и выходных уровней сигналов с уровнями сигналов модуля ЦОС ADP201cP5.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата						
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2					Лист
										40

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

Формат А4

1.9.2 Ячейка Д2ВБ010

Ячейка синхронизации и времени Д2ВБ010 ЦИВР.468784.012 обеспечивает:

- транслирование от спутникового навигационного приемника К-161 информации;
- выделение кода текущего времени из кодограммы ID-149 протокола обмена с приемником спутниковой навигации К-161 в формате "BINARYt" для синхронизации часов реального времени;
- формирование выходного сигнала секундного отсчета от приемника К-161 при поступлении от него информации и наличии импульса секундного отсчёта (PPS), а при пропадании – от внутренних часов реального времени.

В состав ячейки входят:

- приемник типа К-161 сигналов глобальных навигационных систем ;
- узел преобразования уровней TTL-сигналов и интерфейса RS-232C в уровни стандарта RS-422A;
- узел формирования сигналов реального времени;
- узел вторичных источников питания.

Время готовности информации определяется спутниковым навигационным приемником.

Количество направлений – 4.

Напряжение питания $+27\text{ В} \pm 10\%$.

Ток потребления ячейки не более 0,5 А в режиме постоянной работы и не более 1 А в течение 5 мин с момента включения.

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата					
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата	ЦИВР.462414.002 РЭ2				Лист
									43

Перечень принятых сокращений

ААП	-адаптивный аттенюатор помех
АПОИ	- аппаратура первичной обработки информации
АСКУ	- автоматизированная система контроля и управления
АЦП	- аналого-цифровой преобразователь
БПФ	- быстрое преобразование Фурье
ВОИ	- вторичная обработка информации
ДМРЛ	- доплеровский метеорологический радиолокатор
ЗИП	- запасные части, инструмент и принадлежности
ЗС	- зондирующий сигнал
ИКО	- индикатор кругового обзора
ИН	- импульс начала
КШ	- коэффициент шума
ЛВС	- локальная вычислительная сеть
НЧМ	- нелинейная частотная модуляция
МО	- метеообразования
МП	- местный предмет
НИП	- несинхронная импульсная помеха
ОЗУ	- оперативное запоминающее устройство
ПК	- программный комплекс
ПЛИС	- программируемая логическая интегральная схема
ПО	- программное обеспечение
ПОИ	- первичная обработка информации
ППС	- признак пилот-сигнала
ПС	- пилот-сигнал
РЛИ	- радиолокационная информация
СКР	- сектор контроля и регулирования
ТТЛ	- транзисторно-транзисторная логика

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата					
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата					
					ЦИВР.462414.002 РЭ2				
					Лист 44				

ЦОС - цифровая обработка сигналов

ЦП - цифровой процессор

ЦПОС - цифровой процессор обработки сигналов

ЦФД - цифровой фазовый детектор

ЭВМ - электронно-вычислительная машина

ЭМИ - электромагнитное излучение

Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

					ЦИВР.462414.002. РЭ2	Лист
Изм	Лист	№ докум.	Подп.	Дата		45

ЛИСТ РЕГИСТРАЦИИ ИЗМЕНЕНИЙ

[illegible][illegible]