

УДК 621.396.933.47.49.33 DOI 10.30894/issn2409-0239.2019.6.4.13.23

Перспективная плата ЦПРМ для приемо-передающего унифицированного устройства командно-измерительной системы для управления космическим аппаратом

А. А. Григорьев, к. ф.-м. н., с. н. с, alex_gri@aha.ru

Московский физико-технический институт, г. Долгопрудный, Московская область, Российская Федерация

Л. Р. Медова, luiza.medova@phystech.edu

Московский физико-технический институт, г. Долгопрудный, Московская область, Российская Федерация

М. В. Рыжаков, с. н. с, mryzhakov@applmech.mipt.ru

Московский физико-технический институт, г. Долгопрудный, Московская область, Российская Федерация

М. С. Буркина, mariya.burkina@phystech.edu

Московский физико-технический институт, г. Долгопрудный, Московская область, Российская Федерация

Н. Н. Булгаков, otdelenie17@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

А. В. Круглов, д.т.н, профессор, contact@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

И. Е. Сидоренко, к.т.н, contact@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

А. А. Кривошеин, otdelenie17@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

А. В. Алыбин, otdelenie17@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

В. Г. Алыбин, д.т.н, с. н. с, otdelenie17@spacecorp.ru

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

А. В. Царьков, a.tsarkov@bt.labs.ru

ООО «Базовые технологии», Москва, Российская Федерация

И. В. Филатов, к. ф.-м. н., с. н. с, ivfilatov@mail.ru

Московский физико-технический институт, г. Долгопрудный, Московская область, Российская Федерация

Аннотация. В работе представлены алгоритмы функционирования и основные принципы, положенные в основу проектирования перспективной платы цифрового приемника (ЦПРМ) приемо-передающего устройства (ППУ) унифицированной БА КИС нового поколения, предназначенной для приема командно-программной информации и передачи дальнометрической и телеметрической информации. Реализация в цифровом виде функций приемника по фильтрации входного сигнала, автоматической регулировки усиления, поиску фазы кода псевдослучайной последовательности, расширения спектра сигнала, синхронизации по несущему колебанию и границам передаваемых символов, демодуляции и формированию сигнала ответного канала, декодированию и пакетной обработке позволяет существенно увеличить надежность работы изделия и улучшить массогабаритные характеристики ППУ в целом. Регенерация приемником кода дальнометрической последовательности дает возможность обеспечить высокую точность радиометрических измерений. Возможность программной модификации параметров приемника открывает путь к реализации широкого спектра скоростей приема и передачи данных без модификации аппаратной составляющей ППУ. Преимущественное использование отечественной элементной базы при разработке платы ЦПРМ позволяет существенно уменьшить зависимость производства космической техники от возможности применять элементную базу иностранного производства в составе того или иного изделия.

Ключевые слова: малые космические аппараты, командно-измерительные системы, цифровой приемник приемо-передающего устройства, бортовая аппаратура, радиометрические измерения, фильтрация входного сигнала, поиск фазы кода псевдослучайной последовательности, расширение спектра, синхронизация по несущему колебанию, синхронизация по границам передаваемых символов, демодуляция, формирование сигнала ответного канала, декодирование, пакетная обработка

Perspective Digital Receiver of the Transmitter-Receiver Unit for On-Board Equipment of a Command-Measuring System

A. A. Grigoryev, *Cand. Sci. (Phys.-Math.), Senior Researcher, alex_gri@aha.ru*
Moscow Institute of Physics and Technology, Dolgoprudny, Moscow Region, Russian Federation

L. R. Medova, *luiza.medova@phystech.edu*
Moscow Institute of Physics and Technology, Dolgoprudny, Moscow Region, Russian Federation

M. V. Ryzhakov, *Senior Researcher, mryzhakov@applmech.mipt.ru*
Moscow Institute of Physics and Technology, Dolgoprudny, Moscow Region, Russian Federation

M. S. Burkina, *mariya.burkina@phystech.edu*
Moscow Institute of Physics and Technology, Dolgoprudny, Moscow Region, Russian Federation

N. N. Bulgakov, *otdelenie17@spacecorp.ru*
Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

A. V. Kruglov, *Dr. Sci. (Engineering), Prof., contact@spacecorp.ru*
Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

I. E. Sidorenko, *Cand. Sci. (Engineering), contact@spacecorp.ru*
Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

A. A. Krivoshein, *otdelenie17@spacecorp.ru*
Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

A. V. Alybin, *otdelenie17@spacecorp.ru*
Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

V. G. Alybin, *Dr. Sci. (Engineering), Senior Researcher, otdelenie17@spacecorp.ru*
Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

A. V. Tzarkov, *a.tsarkov@bt.labs.ru*
LLC "Bazovye Technology", Moscow, Russian Federation

I. V. Filatov, *Cand. Sci. (Phys.-Math.), Senior Researcher, ivfilatov@mail.ru*
Moscow Institute of Physics and Technology, Dolgoprudny, Moscow Region, Russian Federation

Abstract. This paper presents operation algorithms and main principles underpinning the design of promising breadboard for the digital receiver of the transmitter-receiver unit of the unified new generation command measuring on-board equipment intended to receive the command programmatic information and to transmit the distance and telemetric information. The receiver functions are an input signal filtration, automatic gain control, search for a code phase of a pseudorandom sequence, extension of a signal spectrum, synchronization on a carrier wave and a transmitted symbols board, demodulation and signal generation of a responder channel, decoding and batch processing. These functions implemented in a digital form make possible a significant increase in the operating system reliability and in improvement of the dimensional characteristics of a transmitter-receiver unit in the general. The receiver code regeneration of a rangefinder sequence provides the opportunity to achieve a high accuracy in radiometric measurements. The opportunity for programmatic modification of receiver settings opens the way to implement a wide range of data transfer and reception rate without the modification of the transmitter-receiver unit hardware components. The priority use of domestic components in designing the breadboard for the digital receiver can significantly lower the dependence of space technology production on the ability to use foreign components within a product.

Keywords: small spacecraft, command measuring on-board equipment, digital receiver of the transmitter-receiver unit, on-board equipment, radiometric measurements, input signal filtration, search for a code phase of a pseudorandom sequence, extension of a signal spectrum, synchronization on a carrier wave, synchronization on a transmitted symbols board, demodulation, signal generation of a responder channel, decoding, batch processing

Введение

В настоящее время все большее число традиционных космических задач, таких как дистанционное зондирование Земли, предоставление услуг широкополосной связи или формирование глобального навигационного сигнала, становится возможным решить при помощи малых космических аппаратов (МКА). Относительно низкая стоимость производства и запуска последних открывает широкие перспективы развития этого рынка на ближайшие десятилетия.

Разработка практически любого современного МКА неизбежно сталкивается с проблемой организации командно-измерительной системы (КИС) для связи бортовой аппаратуры (БА) с наземными средствами (НС) управления. Часто помимо связанных функций КИС выполняет сверку бортовой шкалы времени (БШВ) и радиоконтроль орбиты (РКО).

Целью работы является создание перспективной платы цифрового приемника (ЦПРМ) приемопередающего устройства (ППУ) унифицированной БА КИС, обеспечивающей высокую точность радиометрических измерений и обладающей малыми массовыми и габаритными характеристиками.

Описание платы ЦПРМ

Плата ЦПРМ состоит из двухканального аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразователя, блока распределения тактового сигнала, цифрового модуля, ПЗУ и блока интерфейсов.

Несмотря на достаточно простое предназначение платы ЦПРМ — прием командно-программной информации (КПИ) и передача дальнометрической и телеметрической информации (ТМИ), — специфичность условий ее применения накладывает отпечаток на структурные решения, призванные обеспечить выполнение требований назначения.

Основным фактором, определяющим структуру, является требование обеспечить минимальные массогабаритные характеристики и преимущественное отсутствие импортных компонентов в составе платы ЦПРМ.

Для уменьшения габаритных характеристик платы ЦПРМ разумно максимально сократить пре-

образования сигналов в аналоговом виде, возложив основную роль по выполнению требований назначения на цифровую часть.

Особенности построения платы ЦПРМ для ППУ БА КИС

Центральным компонентом платы ЦПРМ является цифровой модуль — заказная СБИС Российского производства, внутри которой реализованы все функции по обработке сигнала запросного и формированию сигнала ответного каналов. Прочие компоненты платы главным образом отвечают за согласование форматов интерфейсных сигналов платы с входами-выходами СБИС.

Внутренность СБИС выполнена на базе высокопроизводительного 32-разрядного процессорного ядра (ЦПУ) (рис. 1), вокруг шины которого организованы все периферийные подсистемы. Каждая из подсистем выглядит со стороны ядра как набор 32-разрядных регистров ввода/вывода.

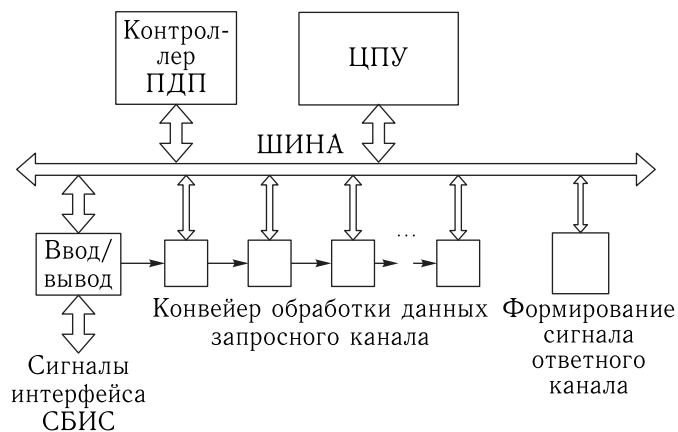


Рис. 1. Архитектура цифрового модуля платы ЦПРМ

Набор регистров блока «Ввод/вывод» отвечает за взаимодействие СБИС с внешним миром через сигналы ее интерфейса. В частности, сюда входит блок UART последовательного канала.

Периферийные блоки связаны между собой горизонтальными конвейерными связями данных и цепями тактирования. Они выполняют свои функции без участия ЦПУ. ЦПУ может осуществлять параметризацию блоков путем записи в их регистры параметров, вмешиваться в работу блоков

записями в функциональные регистры и контролировать ее считыванием регистров состояния. Некоторые из регистров подсистем включены в систему прямого доступа в память (ПДП).

ЦПУ может дать программируемому контроллеру ПДП запрос на передачу блока последовательных данных с любого из таких портов в блок ячеек памяти, содержимое которого может быть передано затем во внешний мир по последовательному каналу. Это создает широкие возможности по организации отладочных действий.

Конвейер обработки данных запросного канала

Проработка структуры конвейера запросного сигнала наиболее является центральным моментом разработки архитектуры СБИС в целом. Здесь сосредоточены все функции по обработке запросного сигнала — поиск, слежение за фазами несущей и ПСП, выделение данных. Условно его можно разделить на три соединенные в тандем части:

- блок первичной обработки (выделение квадратурных составляющих, подавление внеполосных компонент, прореживание);
- блок поиска/слежения (петли слежения за фазами несущей и ПСП);
- демодулятор — выделение цифровых данных.

Первичная обработка

На вход блока первичной обработки (рис. 2) поступает поток выборочных значений от АЦП с частотой $4F_d$, где $F_d = 10$ МГц — базовая частота дискретизации. Предполагаемый динамический диапазон АЦП — 14 двоичных разрядов.

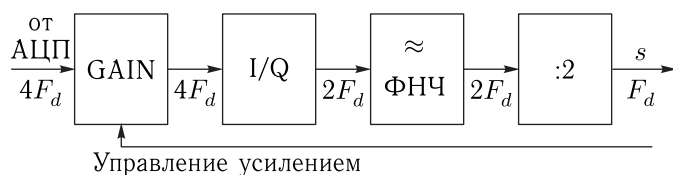


Рис. 2. Конвейер первичной обработки

Блок GAIN приводит первичный поток выборки к стандартному динамическому диапазону под управлением внешнего сигнала «Управление усилением» от блока поиска/слежения. Приведение осуществляется сдвигами на целое число разрядов. Блок I/Q выделяет квадратурные компоненты [1]. На его выходе формируется поток комплексных выборок с частотой $2F_d$. Блок ФНЧ — это простой гребенчатый фильтр второго порядка [2]. Его назначение — подавление внеполосной мощности перед передискретизацией, которую осуществляет следующий блок децимации по индексу 2 [2]. На его выходе присутствует поток s нормализованных по уровню комплексных выборочных значений с частотой $F_d = 10$ МГц. Этот поток и является исходным для систем поиска/слежения и демодуляции. Он представляет собой дискретизованный комплексный сигнал в полосе ± 5 МГц с ожидаемым отношением квадрата выборки к дисперсии шума в -30 дБ.

Архитектура блока обнаружения/захвата

В состав этого блока (рис. 3) входят петля слежения за фазой несущей — петля ФАПЧ [3] и петля слежения за фазой ПСП [4]. Поскольку фазы несущей и ПСП некогерентны, в блоке представлены два источника фазы. Ими являются регистр фазы несущей в блоке VCO и регистр фазы ПСП в блоке генератора ПСП.

На вход блока поступает поток s комплексных выборок на частоте $F_d = 10$ МГц с выхода конвейера первичной обработки. Моменты поступления выборок привязаны к фронтам частоты тактирования.

Блок «Генератор ПСП» содержит регистр текущей фазы ПСП — φ_{PSP} . По фронту тактового сигнала F_d он наращивает фазу согласно содержанию внутреннего регистра частоты ПСП и входному сигналу $\Delta\varphi_{\text{PSP}}$ с выхода петлевого фильтра. Полученное значение фазы ПСП используется им для формирования на выходе трех бинарных сигналов — сигнала P значения ПСП на момент поступления выборки сигнала и двух сигналов P^+ , P^- значений ПСП, опережающей и задержанной

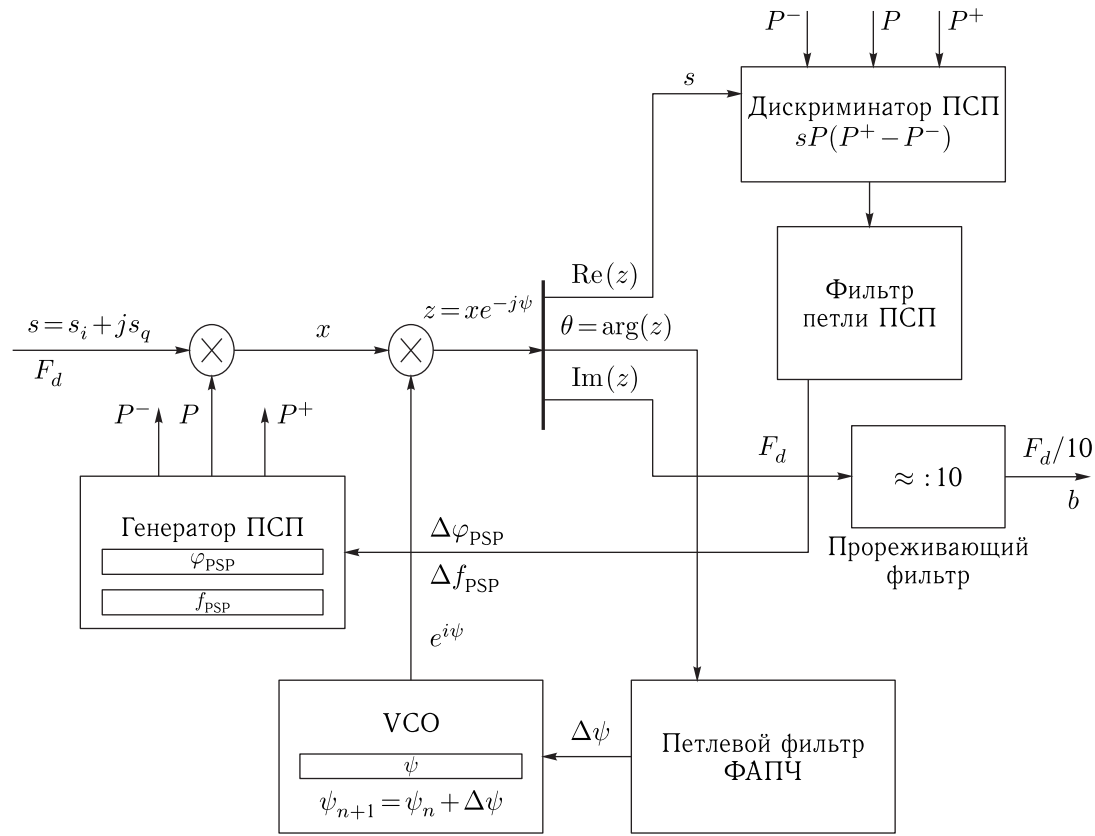


Рис. 3. Структура блока поиска/слежения

на половину символического интервала ПСП T . Принцип формирования вектора из трех выборок генератора ПСП иллюстрирует рис. 4.

Блок VCO содержит регистр фазы несущей ψ , содержимое которого модифицируется добавлением сигнала инкремента фазы $\Delta\psi$ с выхода петлевого фильтра ФАПЧ и используется для формирования комплексной выборки $e^{j\psi} = \cos \psi + j \sin \psi$ опорной несущей. Входная выборка S

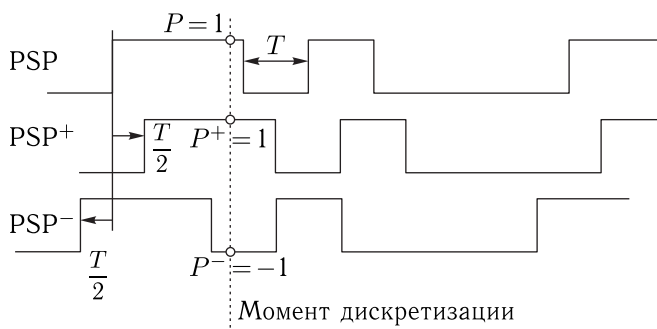


Рис. 4. Момент дискретизации

умножается на бинарный сигнал P текущего значения ПСП (умножение комплексного сигнала на бинарный). Это обеспечивает снятие ПСП. Результат умножается далее на комплексно-сопряженный отсчет опорной несущей. Это предполагает перемножение двух комплексных чисел, что эквивалентно выполнению четырех вещественных умножений.

Поток полученных комплексных значений $z = sPe^{-j\psi} = xe^{-j\psi}$ расщепляется на три вещественных потока. Поток аргументов z — оценок текущего значения фазовой ошибки — является входом петлевого фильтра ФАПЧ. Поток мнимых частей — информационный квадратурный канал — сжимается прореживающим фильтром [5] до полосы в 1 МГц и отправляется на демодулятор. Поток вещественных частей — квадратурная составляющая с немодулированной несущей — используется в тракте слежения за фазой ПСП.

Дискриминатор тракта слежения за фазой ПСП вычисляет статистику $sP(P^+ - P^-)$, в которой

участвуют вещественная выборка s на входе и все три отсчета (P, P^+, P^-) генератора ПСП. Вычисление этой статистики эквивалентно вычислению статистики $sP(P^+ - P^-)$ после снятия несущей, но до снятия ПСП.

Структура VCO

Блок формирования опорной несущей достаточно прост в реализации (рис. 5). Он содержит единственный регистр текущей фазы несущей. На каждом такте дискретизации его содержимое увеличивается на инкремент $\Delta\psi$, поступающего с выхода петлевого фильтра ФАПЧ. К m старшим разрядам регистра подключен блок постоянной памяти, в котором хранятся синусная и косинусная версии опорной несущей.

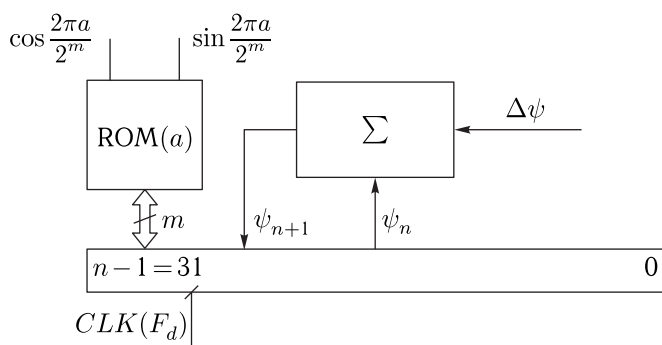


Рис. 5. Блок VCO

При стандартной 32-разрядной архитектуре n разрядность этого регистра разумно выбрать равной 32. Это обеспечит представление фазы с точностью до $2\pi 2^{-32}$ порядка $1,5 \cdot 10^{-9}$ рад на квант. При частоте квантования в 10 МГц диапазон формируемых частот составит ± 5 МГц при шаге перестройки частоты 0,0023 герца на квант $\Delta\psi$ (или 430 квантов $\Delta\psi$ на 1 Гц). При этом граничные частоты в ± 5 МГц будут представлены меандрами (два уровня на периоде). При разрядности адреса ROM в $m = 8$ бит выборки опорной несущей будут иметь максимальную точность в полосе ± 20 кГц.

Регистр фазы VCO должен быть доступен по каналу ПДП для целей анализа фазового шума в петле ФАПЧ.

Структура генератора ПСП

Блок генератора ПСП (рис. 6) проще всего реализовать на базе банка ROM размерностью 4096×3 , в ячейках которого хранятся три версии ПСП: основная, опережающая и запаздывающая. В состав блока входят регистр фазы ПСП φ_{PSP} , регистр частоты ПСП f_{PSP} и пара сумматоров, в одном из которых реализовано приведение результата по модулю периода ПСП.

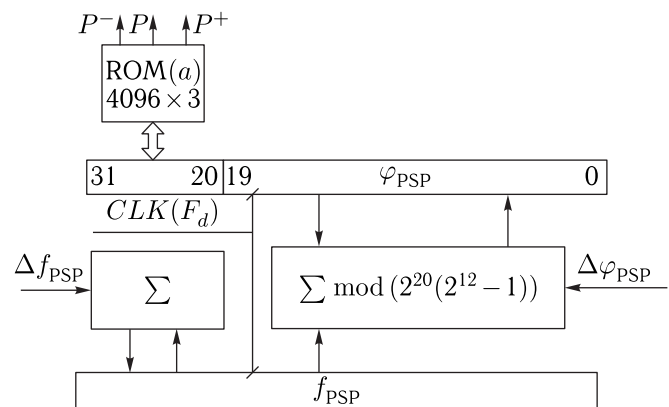


Рис. 6. Блок генератора ПСП

Значения трех версий ПСП выбираются из ROM-банка, подключенного к 12 старшим разрядным выводам регистра фазы. Блок управляется сигналами инкремента фазы ПСП $\Delta\varphi_{\text{PSP}}$ и инкремента частоты ПСП Δf_{PSP} с выходов петлевого фильтра системы слежения за фазой ПСП. При реализации на 32-разрядных регистрах точность управления фазой составит 2^{-20} или приблизительно 10^{-6} символического интервала ПСП (0,0005 нс). Регистр фазы ПСП должен быть доступен по каналу ПДП для анализа шумов в тракте слежения.

Формирователь фазовой ошибки

Блок оценивания фазовой ошибки $\arg(z)$ реализуется по стандартной схеме приближенного приведения отсчета $z = x + jy$ на единичный круг по формуле $z/(|x| + |y|)$ с последующим табличным квантованием результата по секторам единичной окружности. Выбор точности квантования [6] определяется компромиссом между уровнем вносимого шума и объемом требуемой постоянной памяти.

Петлевой фильтр ФАПЧ

Предполагается применение простого в реализации варианта построения петлевого фильтра ФАПЧ (рис. 7) по схеме двойного интегратора с демпфированием [7].

На рис. 7 показана передаточная функция этого фильтра $H(p)$, которая определяется четырьмя параметрами: частотой F_1 усиления разомкнутой петли без фильтра, постоянной демпфирования δ и частотами $F_h, \gamma F_h$ единичного усиления первого и второго интеграторов. Частота F_1 — это величина изменения частоты VCO в петле без фильтра в ответ на изменение фазы сигнала на входе на 1 рад.

В состав фильтра входят два накапливающих сумматора, которые выступают в роли интеграторов. Для минимизации задержек в комбинационной логике введены два промежуточных регистра — регистр скорости (выход первого интегратора) и регистр ускорения (выход второго).

Выходной сигнал фильтра $\Delta\psi$ — инкремент фазы VCO формируется трехвходовым взвешивающим сумматором, который суммирует оценки фазовой ошибки, скорости и ускорения с весовыми коэффициентами K_p, K_v, K_a .

Приведенные на рис. 7 формулы для расчета этих коэффициентов предполагают, что коэффици-

ент передачи дискриминатора фазы составляет единицу на один радиан, и дают значения, приведенные к интервалу $[0, 1]$ (двоичная точка слева от старшего значащего разряда регистра фазы VCO, а максимальному единичному содержанию этого регистра отвечает фаза 2π). Для приведения к целочисленному формату эти значения следует умножить на 2^n , где n — разрядность регистра фазы несущей, и округлить до целого.

Фильтр второго порядка (пропорциональный интегратор) реализуется при $\gamma = 0$, т. е. когда регистр ускорения отсутствует. Характеристики петли с таким фильтром задаются всего двумя параметрами — собственной частотой петли $F_n = \sqrt{F_1 F_h}$, которая и определяет ее шумовую полосу, и постоянной затухания $2\xi = 1/Q$, которая определяет характер переходных процессов.

Коэффициенты K_p, K_v определяются по этим характеристикам формулами:

$$K_p = \frac{2\xi F_n}{F_d}, \quad K_v = \frac{2\xi F_n}{F_d^2}.$$

Оптимально демпфированной считается петля с $2\xi = \sqrt{2}$, что отвечает фильтру Баттерворта второго порядка. В петле с постоянной затухания 2ξ единичный уровень дискриминатора фазы (фазовая ошибка в один радиан) вызывает перестройку

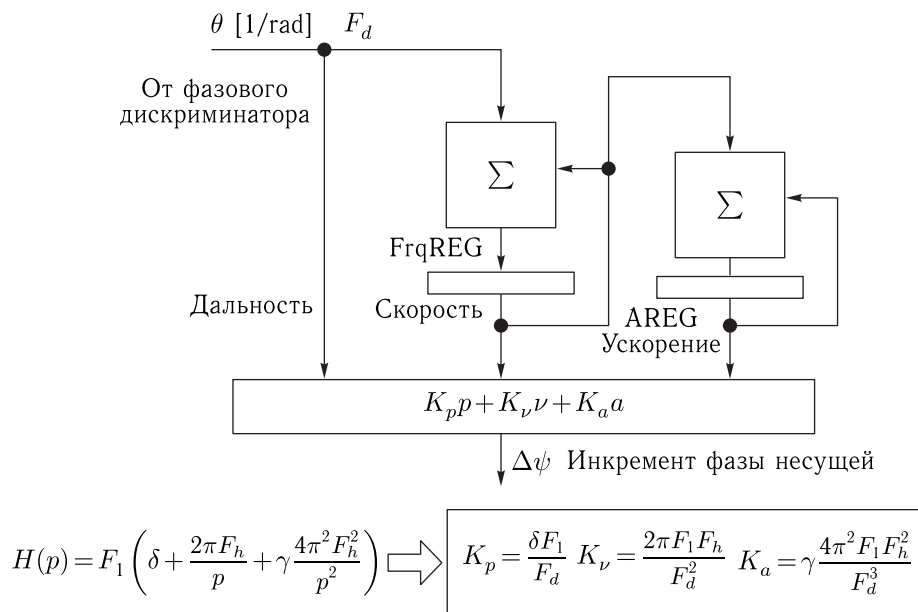


Рис. 7. Петлевой фильтр ФАПЧ

частоты VCO по каналу дальности (с отключенными каналами скорости и ускорения) на $2\xi F_n$ герц, т. е. около $\sqrt{2}F_n$ при оптимальном демпфировании. Это и определяет уровень вклада шума оценки фазовой ошибки в фазовый шум VCO. Подавление этого шума в петле с одним интегратором возможно только за счет сужения полосы петли F_n .

В петлевом фильтре ФАПЧ задействованы два функциональных регистра (регистры скорости и ускорения), а ее характеристики определяются содержимым трех регистров параметров, содержащих значения коэффициентов K_p , K_v , K_a . Функциональные регистры доступны для блочного чтения по каналу ПДП. Для отладочных целей целесообразно предусмотреть возможность чтения по каналу ПДП блоков.

Петлевой фильтр ПСП

На вход фильтра петли слежения за фазой ПСП поступает поток статистик $x = sP(P^+ - P^-)$. Фильтр содержит накапливающий сумматор (интегратор), который формирует оценку ошибки частоты ПСП. Параметры фильтра задаются парой коэффициентов K_φ , K_f преобразования сигнала x в инкремент фазы ПСП $\Delta\varphi_{\text{PSP}}$ и оценки ошибки частоты в инкремент регистра частоты ПСП Δf_{PSP} .

В отладочных целях потоки входных статистик и оценок ошибки частоты ПСП должны быть доступны для блочного чтения по каналу ПДП.

Архитектура демодулятора

Блок демодулятора (рис. 8) принимает на вход поток b выборочных значений сигнала на частоте $F_d/10 = 1$ МГц и реализует снятие поднесущей и выделение информации.

Архитектура блока позволяет как запрограммировать его на любую из скоростей (1, 8, 16, 128 кбит/с) передачи данных с поднесущей, так и установить режим демодуляции BPSK сигнала на скорости 512 кбит/с.

Блок включает подсистему снятия поднесущей, подсистему выделения границ символьных интервалов и собственно оптимальный демодулятор на согласованном фильтре с прямоугольной импульсной характеристикой [8].

За таймирование операций в блоке отвечает единый для всех подсистем блок ведения фазы демодулятора. Этот блок формирует квадратурные составляющие поднесущей в виде косинусного M_c и синусного M_s опорных меандров, сдвинутых на четверть периода поднесущей. Кроме того,

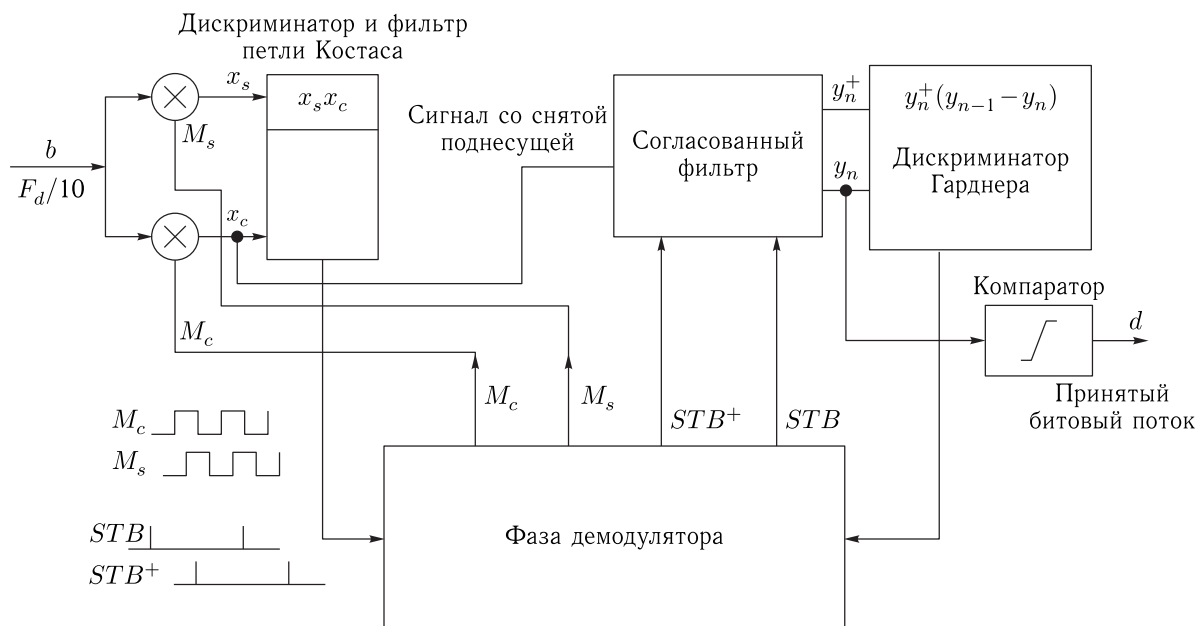


Рис. 8. Архитектура демодулятора

он формирует сигнал тактирования CLK согласованного фильтра, а также основной (STB) и задержанный на половину длительности символьного интервала (STB^+) стробы (метки) границ символов.

Результаты x_s, x_c бинарного умножения входного информационного потока b на косинусную и синусную версии опорных меандров поступают на дискриминатор петли слежения за фазой поднесущих. Эта петля построена по схеме Костаса [9]. В дискриминаторе выборки x_s, x_c перемножаются, что позволяет сформировать дискриминационную кривую слежения, не зависящую от бинарной манипуляции меандров данными. Принцип формирования дискриминационной кривой в петле Костаса поясняет рис. 9.

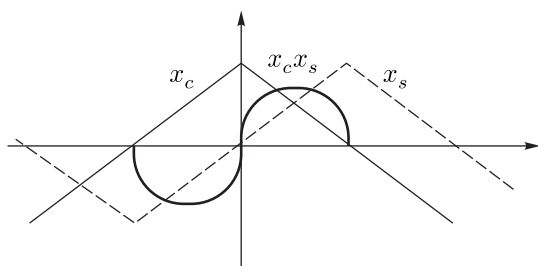


Рис. 9. Дискриминационная кривая петли Костаса

На рисунке показаны функции корреляции меандра входного сигнала с косинусным (x_c) и синусным (x_s) опорными меандрами. Видно, что знак произведения $x_c x_s$ инвариантен относительно одновременного изменения знаков обеих корреляций, вызываемого информационным потоком.

Фильтр петли слежения за фазой поднесущей построен по типовой схеме интегратора с пропорциональной добавкой. Интегрирование фазовой ошибки $x_c x_s$ реализует накапливающий сумматор. Характеристики петли слежения задаются парой коэффициентов K_p, K_v , определяющих вклады фазовой ошибки и интеграла от нее в величину инкремента фазы демодулятора.

Поток выборок x_c со снятой поднесущей поступает на согласованный фильтр. Этот фильтр содержит два одинаковых плеча, управляемых основным и задержанным стробами границ символьных интервалов. Структура плеча показана на рис. 10.

Его основой является интегратор, который суммирует с накоплением входные выборки вы-

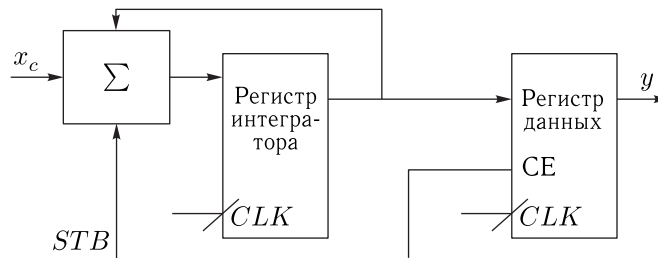


Рис. 10. Плечо согласованного фильтра

борки x_c . Процесс интегрирования продолжается вплоть до поступления строба STB границы символьного интервала. Поступление этого строба завершает интегрирование. Накопленный результат переносится в регистр данных с выходом y . Тот же строб блокирует вход обратной связи в сумматоре Σ , в результате чего накопленное содержимое интегратора теряется, а в регистр интегратора заносится очередное выборочное значение x_c . Этим иницируется новый процесс интегрирования вдоль очередного символьного интервала.

На выходах двух плеч согласованного фильтра формируются результаты y, y^+ интегрирования по символьным интервалам, сдвинутым один относительно другого на пол-интервала.

Эти выборки используются для формирования статистики Гарднера для системы слежения за границами символов. В формировании этой статистики $y_n^+(y_n - y_{n-1})$ участвуют текущий (y_n) и предыдущий (y_{n-1}) отсчеты с выхода основного плеча согласованного фильтра и текущий отсчет y_n^+ с выхода плеча со сдвигом на половину такта. Результат усреднения этой статистики используется для управления фазой демодулятора.

В режиме демодуляции BPSK, когда петля слежения за фазой поднесущей отключена, управление фазой демодулятора осуществляется исключительно с выхода дискриминатора Гарднера. В режимах с поднесущей синхронизацию фазы демодулятора с границами меандра поднесущей обеспечивает петля Костаса. Накопленный сигнал дискриминатора Гарднера используется тогда только для инкрементирования/декрементирования фазы демодулятора на величину, кратную длительности периода поднесущей. Этим разрешается неоднозначность привязки границ символьных интервалов к границам интервалов поднесущей.

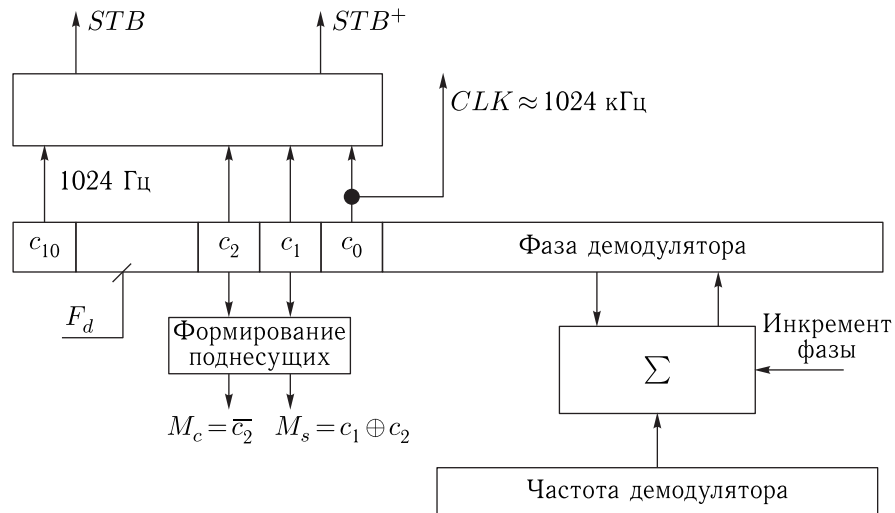


Рис. 11. Формирователь фазы демодулятора

Блок формирования фазы демодулятора

Структурная схема блока формирования фазы демодулятора показана на рис. 11.

Основа блока — это 32-разрядный регистр фазы демодулятора, который вместе с регистром частоты демодулятора образует накапливающий сумматор, тактируемый с основной частотой дискретизации $F_d = 10 \text{ МГц}$.

Старшие 11 разрядов этого регистра рассматриваются как 11-разрядный двоичный счетчик с модулем 2048. Номинальная загрузка регистра частоты выбирается таким образом, чтобы частота сигнала CLK с выхода младшего разряда счетчика составляла $4F_m = 1024 \text{ кГц}$, то есть превышала частоту поднесущей $F_m = 256 \text{ кГц}$ в четыре раза. Управление фазой демодулятора осуществляется сигналами инкремента фазы с выходов фильтров петли Костаса и петли символьной синхронизации.

Разрядные выходы c_1, c_2 счетчика используются для формирования меандров опорных поднесущих с частотой 256 кГц. Логика блока формирования поднесущих иллюстрирует рис. 12.

Прочие разряды счетчика задействованы в логике формирования стробов границ символьных интервалов. Эту логику поясняет рис. 13.

Блок (c_{k-1}, \dots, c_0) младших разрядов счетчика рассматривается как двоичный счетчик по мо-

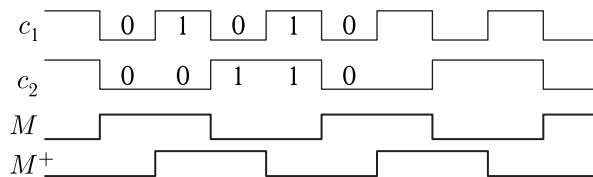


Рис. 12. Формирование поднесущих

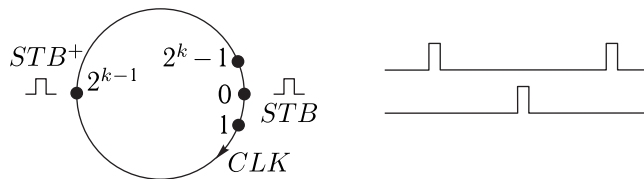


Рис. 13. Логика формирования границ символов

дулю 2^k , тактируемый с частотой CLK . Последовательность состояний этого счетчика на рис. 13 показана в виде окружности. Логика формирования стробов опознает состояния 0 и 2^k-1 . В состоянии 0 счетчика выдается основной строб STB , в состоянии 2^k-1 — задержанный STB^+ . Частота следования стробов равна частоте обращения состояния счетчика по окружности и составляет $1024/2^k \text{ кГц}$. Значению $k = 10$ отвечает частота стробов в 1 кГц — битовая скорость 1 кбит/с. При $k = 1$ получается частота стробов в 512 кГц, что отвечает варианту демодуляции BPSK [10].

Формирование сигнала ответного канала

Большая часть задач, связанных с формированием ответного сигнала, решается программными средствами. Привлечение специализированных аппаратных систем потребуется лишь для организации ретрансляции сигналов запросной/беззапросной дальности, измерения радиальной скорости и сверки бортовой шкалы времени.

Внешний вид платы ЦПРМ

Внешний вид платы ЦПРМ представлен на рис. 14. Габариты платы составили 90×60 мм. Масса платы не превышает 50 г.



Рис. 14. Предварительная трехмерная модель платы ЦПРМ

Заключение

Представленные в настоящей статье схемотехнические и алгоритмические решения легли в основу разработки платы ЦПРМ.

Плата ЦПРМ реализована преимущественно на отечественной элементной базе.

На основе разработанной платы в АО «Российские космические системы» создается приемо-передающее устройство (ППУ) перспективной бортовой аппаратуры командно-измерительной системы для

управления КА различного назначения, обладающей по сравнению с существующей аппаратурой малыми габаритами и массой, а также улучшенными тактико-техническими характеристиками в части помехоустойчивости, приема управляющей информации, скорости передачи информации, точности измерения текущих навигационных параметров движения КА.

Статья является частью проекта, выполняемого при финансовой поддержке МФТИ Минпромнауки РФ в рамках договора с АО «Российские космические системы» от 03.03.2017 № 03.G25.31.0222, заключенного на основании постановления Правительства РФ от 09.04.2010 № 218.

Список литературы

1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учебник для вузов. СПб.: Питер, 2002. 608 с.
2. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. 3-е изд., испр. М.: Техносфера, 2012. 1048 с.
3. Шахгильдян В.В., Ляховкин А.А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М.: Связь, 1972. 450 с.
4. Gardner F.M. Phaselock Techniques, John Wiley & Sons Inc., New Jersey 2005. 425 p.
5. Naikin S. Adaptive Filter Theory, 3rd Edition, Prentice-Hall Inc., NJ, 1996.
6. Ярославский Л.П. Введение в цифровую обработку изображений. М.: Сов. радио, 1979. 312 с.
7. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: монография: В 2 т. 3-е изд., стереотип. / Пер. с англ. под ред. М.В. Гальперина. М.: Мир, 1986 с.
8. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Сов. радио, 1977. 608 с.
9. Прохис Дж. Цифровая связь / Пер. с англ.; под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь. 2000. 800 с.
10. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра / Пер. с англ.; под ред. В.И. Журавлева. М.: Радио и связь, 2000. 519 с.