

Узкополосный режим работы многофункциональной цифровой системы преобразования сигналов

© С. А. Гренков, А. Е. Мельников, Л. В. Федотов

ИПА РАН, г. Санкт-Петербург, Россия

Реферат

Во многих астрофизических и геодезических исследованиях методами РСДБ, а также в РСДБ-наблюдениях за космическими аппаратами, используется узкополосная регистрация сигналов. Для такой регистрации предназначены узкополосные системы преобразования сигналов, которыми до недавнего времени были оснащены радиотелескопы РТ-32 комплекса «Квазар-КВО». В настоящее время на них установлены новые многофункциональные цифровые системы преобразования сигналов (МСПС), в которых предусмотрена возможность организации режима узкополосной регистрации сигналов за счёт загрузки специализированных прошивок в программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Экспериментальные исследования указанных систем были проведены в 2022–2023 гг. и описаны в соответствующих публикациях. Однако, особенности узкополосного режима работы многофункциональной системы, алгоритмы, реализованные в соответствующих прошивках ПЛИС, и результаты их использования до сих пор не рассматривались в литературе.

В статье рассмотрены принципы преобразования сигнала в цифровых преобразователях каналов МСПС, а также дается подробное описание структуры конфигураций ПЛИС, обеспечивающих узкополосный режим работы системы, и соответствующих алгоритмов ее функционирования. Приведены характеристики полученных узкополосных каналов системы. Реальная работа МСПС на радиотелескопе РТ-32 показала возможность замены устаревших штатных систем на МСПС без потери качества получаемых результатов РСДБ-наблюдений. Для оценки эффективности замены штатных узкополосных систем на МСПС в режиме узкополосной регистрации сигналов была проведена серия трехстанционных геодезических РСДБ-сессий. С помощью предложенной авторами методики подтверждена эффективность использования МСПС в режиме узкополосной регистрации.

В разработанных для каналов МСПС прошивках ПЛИС реализованы новые технические и программные решения, обеспечивающие узкополосный режим работы системы. Они позволяют полностью отказаться от использования устаревших узкополосных систем на радиотелескопах комплекса «Квазар-КВО». Использование МСПС с указанными прошивками делает ее полностью универсальной системой, совместимой практически с любыми отечественными и зарубежными системами преобразования сигналов на радиотелескопах. Практические результаты применения МСПС в узкополосном режиме подтвердили работоспособность предложенных алгоритмов и правильность заложенных в разработку решений.

Ключевые слова: радиотелескоп, система преобразования сигналов, цифровая обработка сигналов, РСДБ, узкополосная регистрация сигналов.

Контакты для связи: Гренков Сергей Александрович (grenkov@iaaras.ru).

Для цитирования: Гренков С. А., Мельников А. Е., Федотов Л. В. Узкополосный режим работы многофункциональной цифровой системы преобразования сигналов // Труды ИПА РАН. 2025. Вып. 72. С. 20–32.

<https://doi.org/10.32876/AppI Astron. 72.20-32>

Narrow-band Operation Mode of the Multifunctional Digital Backend System

S. A. Grenkov, A. E. Melnikov, L. V. Fedotov

Institute of Applied Astronomy of the Russian Academy of Sciences, Saint Petersburg, Russia

Abstract

In many astrophysical and geodetic studies using radio interferometry with very large bases (VLBI), as well as in VLBI observations of spacecraft, narrow-band signal registration is used. For such registration, narrow-band signal conversion systems are designed, which until recently were equipped with radio telescopes of the Quasar VLBI Network. Currently, new Multifunctional Digital Backend systems (MDBE) are installed on them, which provide for the possibility of organizing a narrow-band signal recording mode by downloading specialized firmware into programmable logic integrated circuits (FPGAs). Experimental studies of these systems were conducted in 2022–23 and described in the relevant publications. However, the features of the narrow-band mode of operation of the multifunctional system, the algorithms implemented in the corresponding FPGA configurations and results of their effective use have not yet been considered in the literature.

The paper discusses the principles of signal conversion in digital converters of MDBE channels, and also provides a detailed description of the structure of FPGA configurations that provide a narrow-band mode of operation of the system and the corresponding algorithms for its functioning. The characteristics of the obtained narrow-band channels of the system are given. The real work of MDBE on the RT-32 radio telescope is considered, which made it possible to significantly improve the results of VLBI observations. To assess the effectiveness of replacing standard narrowband systems with MDBE in the narrowband signal recording mode, a series of three-station geodetic VLBI sessions were conducted. Using the method proposed by the authors, the effectiveness of using MDBE in narrow-band recording mode has been confirmed.

The FPGA configuration developed for digital converters of MDBE channels implements new technical and software solutions that provide a narrow-band mode of operation of the system. They make it possible to completely abandon the use of outdated narrow-band systems on the radio telescopes of the Quasar VLBI Network. The use of MDBE with these FPGA configurations makes it a completely universal system, compatible with almost any domestic and foreign Data Acquisition Systems on radio telescopes. The practical results of using MDBE in narrow-band mode have confirmed the operability of the algorithms proposed and the correctness of the solutions included in the development.

Keywords: radio telescope, data acquisition system, digital signal processing, VLBI data conditioning.

Contacts: Sergey A. Grenkov (grenkov@iaaras.ru).

For citation: Grenkov S. A., Melnikov A. E., Fedotov L. V. Narrow-band operation mode of the Multifunctional Digital Backend system // Transactions of IAA RAS. 2025. Vol. 72. P. 20–32.

<https://doi.org/10.32876/ApplAstron.72.20-32>

Введение

Во многих радиотелескопах, задействованных в РСДБ-наблюдениях, используются системы преобразования сигналов (СПС) с узкополосными каналами (до 32 МГц), в которых из широкополосного шумового сигнала промежуточной частоты (ПЧ) видеоконверторами выделяется ряд сравнительно узкополосных сигналов. Системами с узкополосной регистрацией сигналов оснащено большинство зарубежных радиотелескопов ([VLBI2010](#); [Alef et al., 2019](#)). Узкополосная регистрация сигналов используется не только в геодезических и астрофизических РСДБ-наблюдениях, но и в наблюдениях космических аппаратов ([Kikuchi, 2004](#)). Обычно такие СПС содержат 14–16 видеоконверторов с фазовым разделением сигналов боковых полос. При РСДБ-наблюдениях по астрометрическим и геодезическим программам чаще всего регистрируются сигналы с полосами $\Delta f = 16$ МГц или 8 МГц. Видеоконверторы при этом должны перестраиваться гетеродинами в широкой (до 1 ГГц) полосе частот с шагом 10 кГц. Такой системой (Р1002М), совместимой с большинством узкополосных СПС, в том числе и зарубежных, были до недавнего времени оснащены и радиотелескопы РТ-32 комплекса «Квазар-КВО». В настоящее время на всех радиотелескопах комплекса установлены новые многофункциональные цифровые системы преобразования сигналов (МСПС) ([Маршалов и др., 2024](#)). За счёт загрузки специализированных прошивок в программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) МСПС может заменить любую систему, отвечающую за преобразование сигналов на радиотелескопе. Для работы МСПС в составе РСДБ-сетей с радиотелескопами, оснащенными узкополосными системами, были разработаны прошивки, обеспечивающие регистрацию от 1 до

16 узкополосных каналов с разными полосами регистрации (0.5, 2, 4, 8, 16 и 32 МГц) в режиме одно- и двухбитного квантования. В 2022 г. для исследований работы МСПС с этими прошивками, тестирования и проверки совместимости МСПС с Р1002М было проведено несколько экспериментальных сеансов РСДБ-наблюдений, в которых указанные СПС работали совместно ([Маршалов и др., 2024](#)). Исследования показали их полную совместимость и возможность замены Р1002М на МСПС с узкополосными прошивками, которые уже введены в эксплуатацию на радиотелескопах комплекса «Квазар-КВО». Однако особенности узкополосного режима работы МСПС, алгоритмы, реализованные в соответствующих прошивках ПЛИС, и результаты их эффективного использования до сих пор не рассматривались в литературе.

В статье дано описание принципов преобразования сигнала в цифровых преобразователях каналов МСПС, а также алгоритмы и структуры конфигураций ПЛИС, обеспечивающих узкополосный режим работы системы. Каждый цифровой преобразователь обеспечивает цифровую обработку сигналов, поступающих в ПЛИС от аналого-цифрового преобразователя (АЦП), работающего с тактовой частотой дискретизации 4096 МГц при полосе приема до 2 ГГц. В процессе обработки из широкополосного сигнала выделяются до 16 узкополосных сигналов, которые упаковываются в цифровой поток в формате VDIF и по волоконно-оптической линии связи с использованием протокола Ethernet направляются в систему буферизации и передачи данных радиотелескопа (СБПД) ([Сальников и др., 2023](#)).

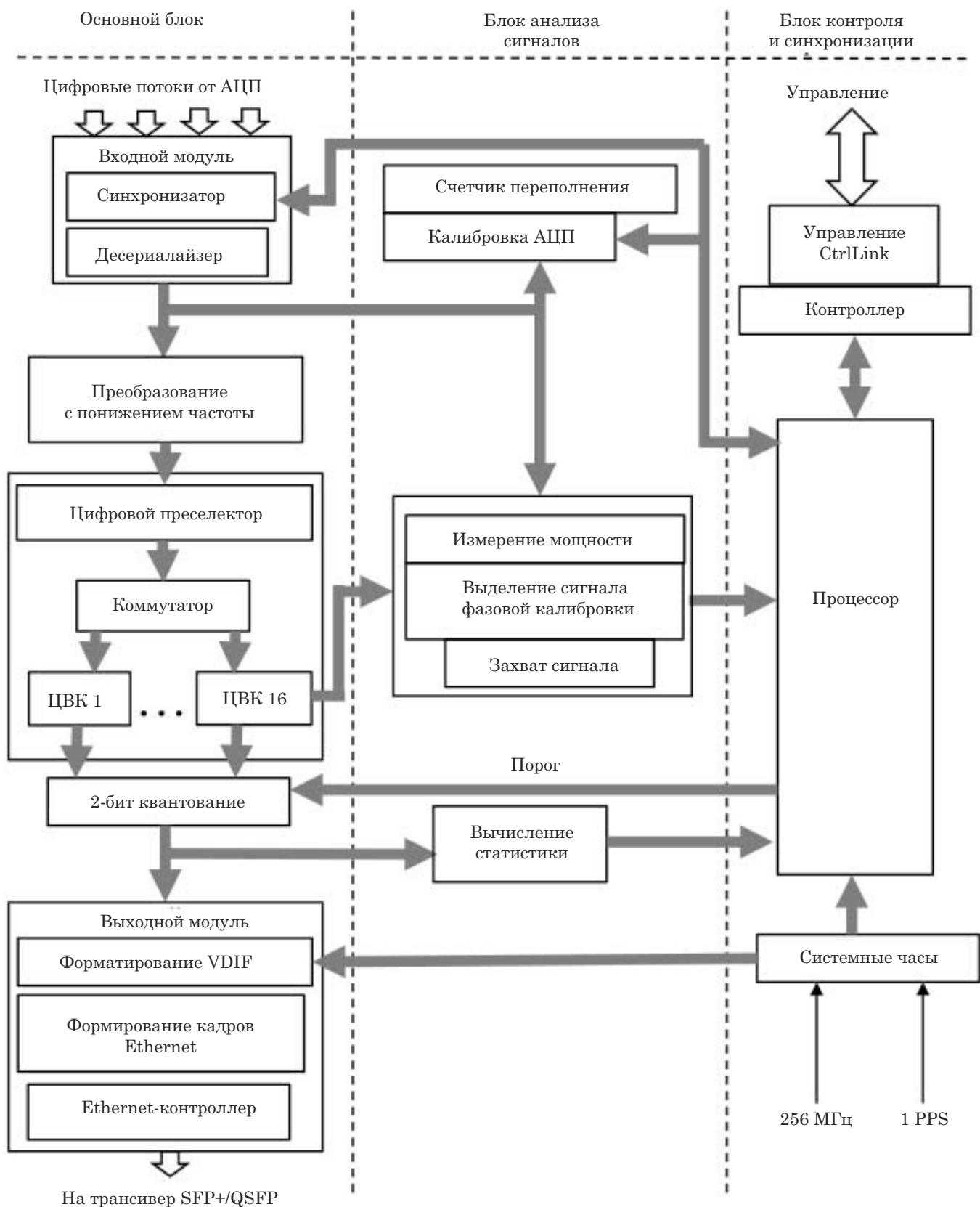


Рис. 1. Структура прошивки ПЛИС узкополосной системы преобразования сигналов

Структура и алгоритм прошивки ПЛИС для узкополосной системы преобразования сигналов

Прошивка МСПС в режиме узкополосной СПС должна обеспечивать следующие основные функции: прием и синхронизация цифровых сигналов от АЦП, преобразование сигналов с понижением частоты, выделение до 16 узкополосных каналов, цифровое 2-битовое или 1-битовое квантование, упаковка квантованных выборок сигнала в пакеты формата VLBI Data Interchange Format ([VDIF](#)), формирование кадров Ethernet с необходимыми заголовками верхнего уровня (IP, UDP) и последовательная отправка полученных кадров в приемопередатчик SFP+/QSFP для передачи в СБПД. Функционально структуру прошивки можно условно разделить на три части: основной блок обработки сигнала, блок анализа сигналов, блок управления и синхронизации (рис. 1). Основные функциональные модули прошивки и их функции перечислены ниже.

Входной модуль обеспечивает прием цифровых потоков в ПЛИС и подготовку сигналов для последующей цифровой обработки. Цифровые выборки (отсчеты сигнала) от АЦП поступают в ПЛИС по четырем шинам (A, B, C, D), каждая из которых состоит из 10 бит данных, флага переполнения и сопутствующего тактового сигнала.

Синхронизатор под управлением процессора выравнивает фазы цифровых потоков на всех шинах по отношению к тактовому сигналу ПЛИС (256 МГц) со сдвигом фаз приблизительно до половины периода, чтобы обеспечить правильное срабатывание в первых триггерах входных регистров ПЛИС. Это достигается за счет использования блоков переменной задержки, имеющихся в ПЛИС, и детектора сбоев, позволяющего автоматически определять оптимальные значения задержки по признаку отсутствия сбоев.

Калибровку задержек выполняет входящий в состав ПЛИС процессор по команде, полученной через модуль синхронизации и управления МСПС от управляющего компьютера.

Десериализер обеспечивает понижение тактовой частоты входных цифровых потоков до величины 256 МГц, преобразуя последовательные потоки данных от 4 ядер АЦП ($10 \cdot 4 \cdot 1024$ МГц) в 16 параллельных потоков ($10 \cdot 16 \cdot 256$ МГц), так что затем в ПЛИС на каждом такте параллельно обрабатываются 16 отсчетов сигнала.

Модуль преобразования с понижением частоты выполняет поэтапное многоканальное цифровое преобразование сигнала к видеочастотам. Для этого использованы технические решения, обеспечивающие линейное преобразование сигналов и эффективное использование ресурсов ПЛИС. Обобщенная функциональная схема преобразования сигнала представлена на рис. 2.

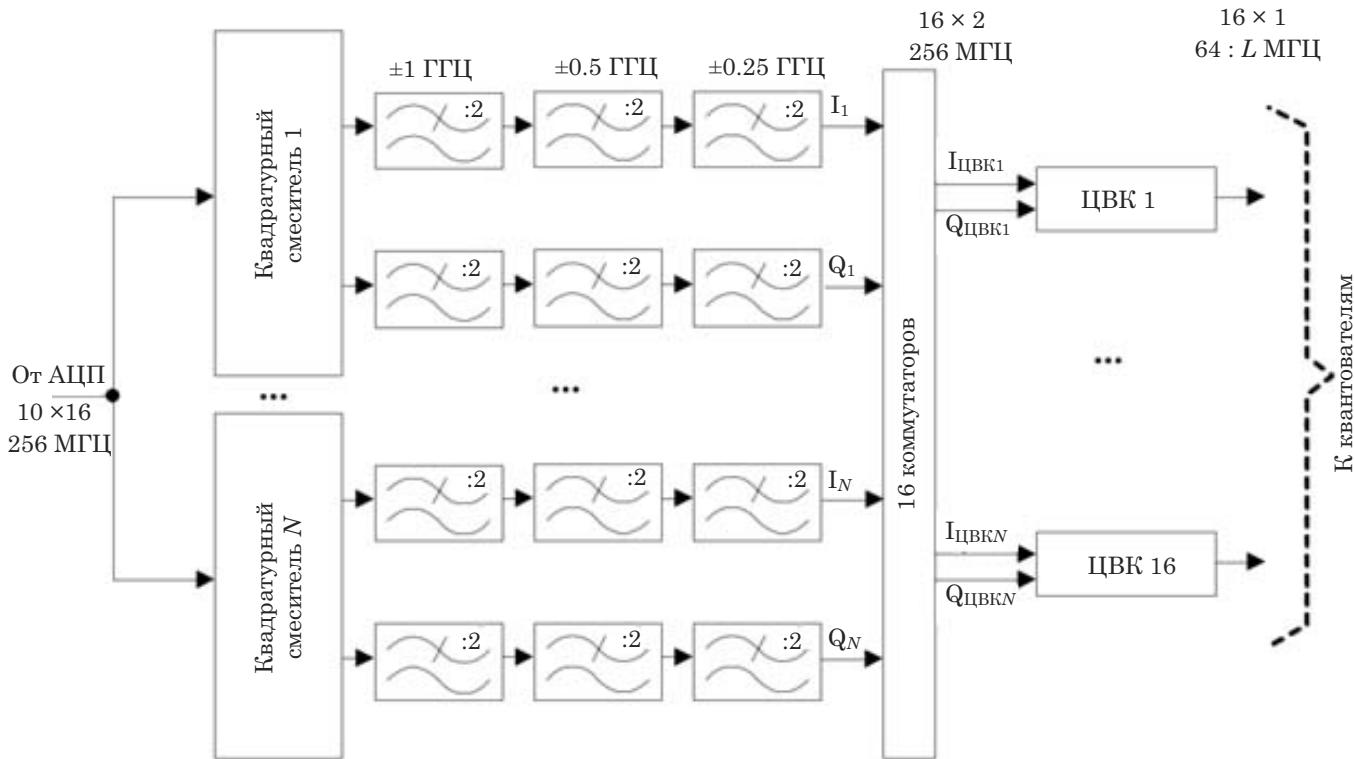


Рис. 2. Функциональная схема преобразования сигнала к видеочастотам

В модуле последовательно выполняется несколько квадратурных преобразований, реализованных по одному и тому же принципу с использованием только квадратурных сигналов I и Q и без разделения боковых полос фазовым методом. В этом существенное отличие данной разработки. Использовавшийся ранее фазовый метод разделения боковых полос при преобразовании частоты сигнала обладает известными недостатками из-за сложностей реализации фильтра Гильберта в виде цифрового КИХ-фильтра, так как возможна лишь приближенная реализация такого фильтра. Это приводит к ухудшению эффективности разделения боковых полос и к фазовым искажениям, степень которых зависит от того, насколько точно воссозданы характеристики фильтра Гильберта. Чтобы свести к минимуму эти искажения без чрезмерного увеличения порядка КИХ-фильтра, можно использовать, например, метод раздельной обработки частотных полос ([Носов, 2010](#)), однако и он имеет свои недостатки. Поэтому вместо разделения боковых сигналов фазовым методом в описываемом модуле используются свойства квадратурного сигнала. При этом для преобразования частоты сигнала настройка гетеродина осуществляется на центр выбранной полосы пропускания, что обеспечивает получение I- и Q-составляющих квадратурного сигнала, полностью охватывающих выбранную область. Последнее не дает больших затрат ресурсов при реализации на ПЛИС, так как квадратурный сигнал гетеродина с частотой $F_t/4$ определяется всего 4 точками и при фазе, равной 0, имеет значения $(1;0)$, $(0;j)$, $(-1;0)$, $(0;-j)$. Здесь F_t — тактовая частота обработки сигнала. Полученные квадратурные составляющие I и Q фильтруются полуполосными НЧ-фильтрами ([Смит, 2011, С. 325–332](#)), обеспечивающими понижение частоты на своих выходах. После всех указанных преобразований осуществляется сдвиг сигнала из комплексной области в действительную на половину частоты Найквиста.

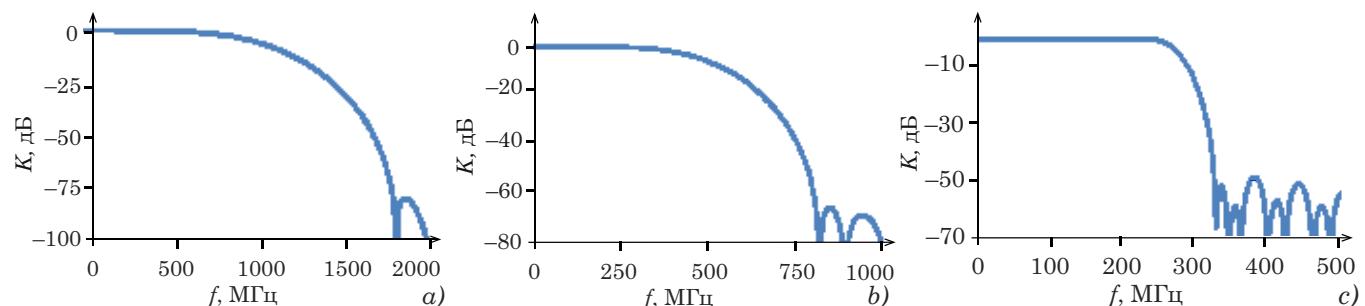


Рис. 3. АЧХ цифровых фильтров в преселекторе 1-го этапа обработки сигнала в модуле преобразования с понижением частоты: a, b — 10-звенные децимирующие полуполосные КИХ-фильтры; c — 30-звенный децимирующий полуполосный КИХ-фильтр

Вся частотная полоса с помощью устройства предварительной фильтрации сигналов в виде набора квадратурных цифровых преобразователей разбивается на N поддиапазонов, доступных для перестраиваемых с шагом в 10 кГц цифровых видеконверторов (ЦВК), которые работают с более низкими частотами. Для выделения 16 узкополосных сигналов модуль включает в себя, кроме устройства предварительной фильтрации, коммутатор и 16 ЦВК. Такая структура обеспечивает преобразование сигнала в 3 этапа. На первом этапе производится формирование поддиапазонов частот входных сигналов, в которых должны находиться 16 узкополосных каналов. При этом диапазон частот 0–2048 МГц с помощью устройства предварительной фильтрации (набора цифровых квадратурных гетеродинов, смесителей и КИХ-фильтров) разбивается на 5 частично перекрывающихся поддиапазонов с полосами пропускания около $2 \cdot 248 = 496$ МГц по уровню –3 дБ.

КИХ-фильтрация производится по формуле

$$y(n) = \sum_{i=0}^p b_i x(n-i),$$

где $y(n)$ — выходной сигнал, $x(n)$ — входной сигнал, p — порядок фильтра (число звеньев), b_i — коэффициенты фильтра. Частоты настроек квадратурных гетеродинов преселекторов выбраны в соответствии с формулой $F_{1i} = 3 \cdot 128 \cdot i$, где $i = 0 \dots 4$ — порядковый номер поддиапазона (соответствующие частоты будут 0, 384, 768, 1152 и 1536 МГц). Цифровой квадратурный гетеродин обеспечивает перенос частоты сигнала вниз, а фильтрация квадратурных составляющих при этом выполняется с помощью последовательно соединенных двух децимирующих полуполосных 10-звенных КИХ-фильтров и одного 30-звенного децимирующего полуполосного КИХ-фильтра ([Смит, 2011, С. 325–332](#)). Коэффициенты полуполосных фильтров формируют амплитудно-частотные характеристики (АЧХ), представленные на рис. За–с соответственно. Разбивка на поддиапазоны и их перекрытие показаны на рис. 4.

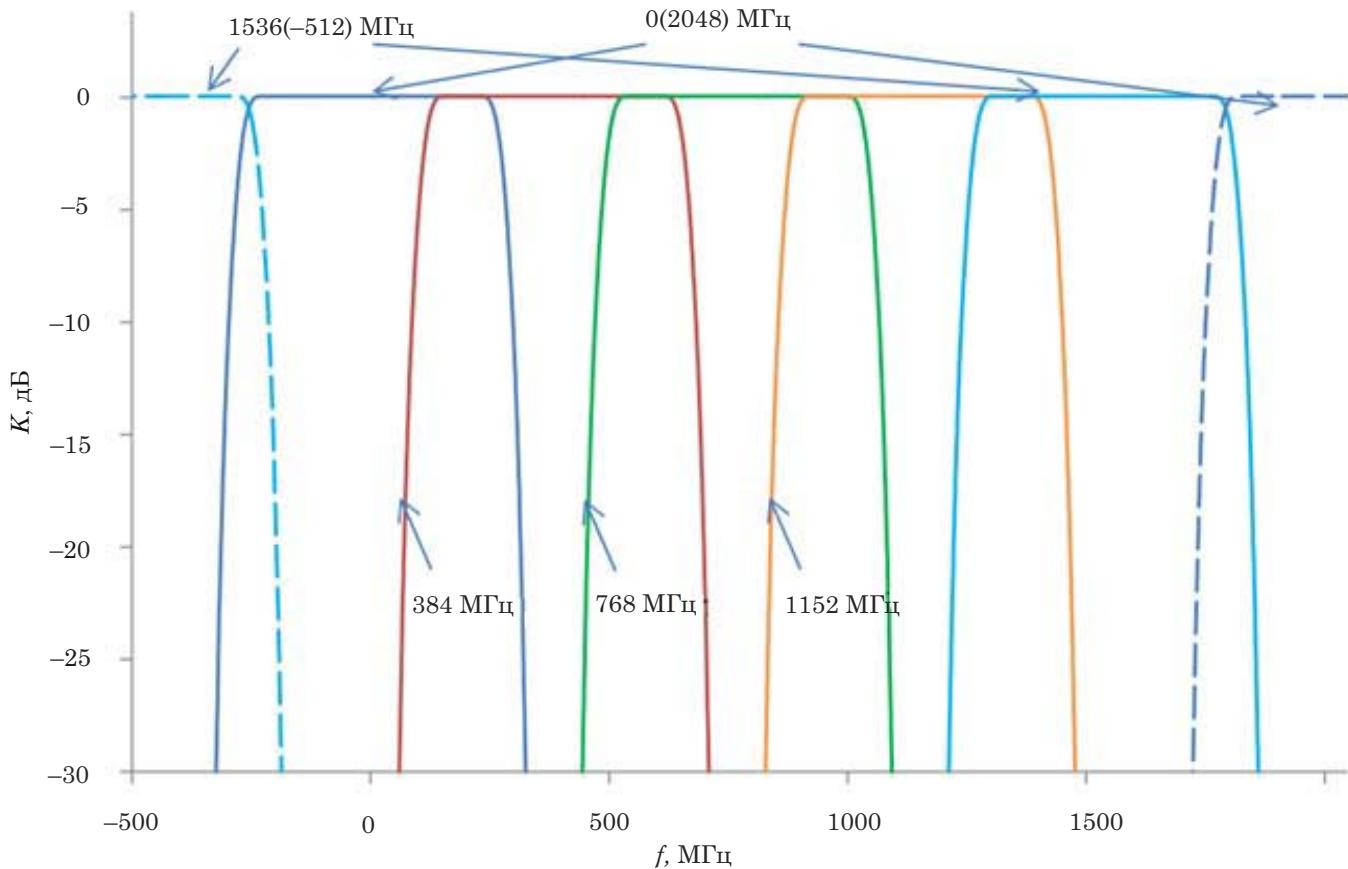


Рис. 4. Поддиапазоны 1-го этапа преобразования широкополосного сигнала в узкополосные

Второй этап заключается в квадратурном цифровом преобразовании сигнала после устройства предварительной фильтрации к видеочастотам с помощью ЦВК. Каждый ЦВК включает в себя свой преселектор, гетеродин, квадратурный смеситель с парой децимировющих фильтров на выходах и выходной инвертор (рис. 5). Пара отсчетов входного квадратурного сигнала $y(r)$ с тактовой частотой $F_T = 256$ МГц поступают через преселектор ЦВК в умножители квадратурного смесителя. Преселектор выполнен в виде последовательного соединения двух каскадов преобразования часто-

ты, каждый из которых содержит квадратурный смеситель и пару полуполосных фильтров с децимацией на 2. Он обеспечивает ослабление внеполосных сигналов, которые могли бы создавать комбинационные помехи при преобразовании частоты. Сдвиги спектра на половину полосы, то есть функции переноса спектра «вниз/вверх» или «оставить без изменений» в квадратурных преобразователях преселектора выбираются по специальному алгоритму и устанавливаются по команде процессора ПЛИС в соответствии с заданной

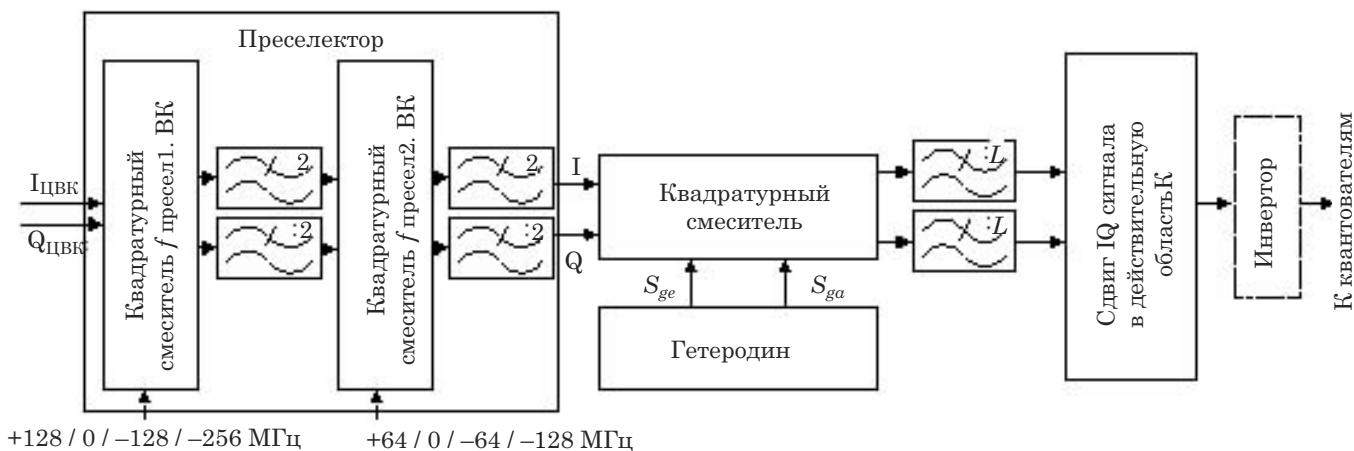


Рис. 5. Цифровой видеоконвертор

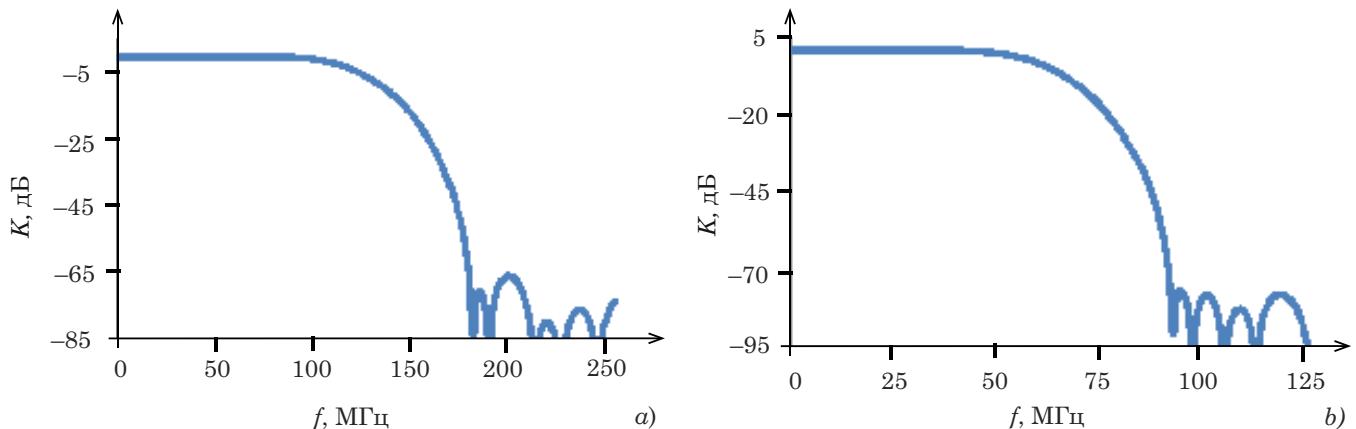


Рис. 6. АЧХ цифровых фильтров 1-го (a) и 2-го (b) каскадов преселектора 2-го этапа обработки сигнала в модуле понижения частоты

частотой настройки гетеродина $f_{\text{гетер}}$. АЧХ фильтров 1-го и 2-го каскадов преселектора представлены на рис. 6 a, b.

Гетеродин видеоконвертора работает по принципам, описанным ранее ([Пат. Гренков, Кольцов, 2017](#)). В ЦВК цифровой гетеродин формирует пару монохроматических квадратурных сигналов, поступающих на вторые входы умножителей квадратурного смесителя (рис. 5): $S_{gc} = A \cos(2\pi f_{\text{гетер}} t_r)$ и $S_{gs} = A \sin(2\pi f_{\text{гетер}} t_r)$, где A — амплитуда; $t_r = r/F_T$ — дискретное время. Частота настройки цифрового гетеродина $f_{\text{гетер}}$ может изменяться с шагом 10 кГц.

При расчёте частоты настройки гетеродина каждого ЦВК сначала определяется квадратурный преобразователь устройства предварительной фильтрации (то есть поддиапазон), к которому подключается данный ЦВК, а затем — дополнительные сдвиги частот в преселекторе видеоконвертора. Выбор номера требуемого квадратурного преобразователя первой стадии преобразования сигнала, к которому любой из 16 ЦВК подключается через коммутатор, осуществляется по следующим формулам:

$$f_{\text{общ}} = \begin{cases} f_{\text{настр}} + \frac{\Delta f}{2} & \text{при использовании ВБП} \\ f_{\text{настр}} - \frac{\Delta f}{2} & \text{при использовании НБП} \end{cases};$$

$$N_{\text{пресел}} = \left[\frac{f_{\text{общ}} - 64000}{384000} \right],$$

где $f_{\text{общ}}$ — общая частота настройки узкополосного канала (кГц) второго этапа преобразования сигнала, Δf — полоса пропускания ЦВК (кГц). Полученное значение $N_{\text{пресел}}$ округляется до ближайшего наименьшего целого числа и не должно выходить за границы 0–4 (в случае отрицательного значения приравнивается к 0). Частота настройки гетеродина ЦВК определяется формулами:

$$f_{\text{предв.}} = f_{\text{общ}} - N_{\text{пресел}} 384000 - 256000$$

$$f_{\text{гетер}} = f_{\text{предв.}} + f_{\text{пресел.вк}},$$

где $f_{\text{пресел.вк}} = f_{\text{пресел1.вк}} + f_{\text{пресел2.вк}}$ — общий сдвиг частоты, обеспечиваемый квадратурными преобразователями преселектора в видеоконверторе. Здесь $f_{\text{пресел1.вк}}$ и $f_{\text{пресел2.вк}}$ выбираются в соответствии со следующими соотношениями:

$$f_{\text{пресел1.вк}} = \begin{cases} +128000 & \text{при } -192000 \geq f_{\text{предв.}} \leq 64000 \\ 0 & \text{при } -64000 \geq f_{\text{предв.}} < 64000 \\ -128000 & \text{при } 64000 \geq f_{\text{предв.}} < 192000 \\ -256000 & \text{во всех остальных случаях} \end{cases}$$

$$f_{\text{пресел2.вк}} = \begin{cases} +64000 & \text{при } -96000 \geq f_{\text{предв.}} + f_{\text{пресел1.вк}} \leq 32000 \\ 0 & \text{при } -32000 \geq f_{\text{предв.}} + f_{\text{пресел1.вк}} < 32000 \\ -64000 & \text{при } 32000 \geq f_{\text{предв.}} + f_{\text{пресел1.вк}} < 96000 \\ -128000 & \text{во всех остальных случаях} \end{cases}.$$

Третий этап преобразования сигнала заключается в цифровой фильтрации квадратурного сигнала и преобразовании спектра из комплексной области в действительную. Для этих целей используются последовательно соединенные полуполосные децимирующие КИХ-фильтры: k -звенный, предварительный фильтр (АЧХ и число звеньев зависит от выходной полосы) и оконечный децимирующий фильтр, формирующий выходную полосу ЦВК (число звеньев также зависит от полосы). С помощью квадратурного преобразования частоты на половину полосы пропускания ЦВК осуществляется перенос сигнала в полученной полосе частот из комплексной области в действительную. Спектр сигнала на выходе канала при необходимости может быть инвертирован. Такая сдвигка по частоте IQ-сигнала на половину полосы пропускания на ПЛИС легко реализуется с помощью инверторов знаков входных сигналов и коммутатора, управляемого двухразрядным счётчиком. Соответствие выходов ($I_{\text{вых}}$ и $Q_{\text{вых}}$) входам ($I_{\text{вх}}$ и $Q_{\text{вх}}$) квадратурного преобразователя частоты на $F_{T\text{вых}}/4$ в зависимости от выбора прямого или

инверсного спектра отражено в табл. 1. $F_{\text{вых}}$ — тактовая частота преобразования для переноса сигнала из комплексной области в действительную.

Всего было разработано 6 вариантов прошивки ПЛИС для каждого цифрового преобразователя сигналов — канала МСПС, чтобы обеспечить регистрацию сигналов с полосами 32, 16, 8, 4, 2 и 0.5 МГц. АЧХ предварительного и оконечных фильтров для прошивок с соответствующими полосами представлены на рис. 7–12. На рисунках показана только «положительная» частотная полуось АЧХ для квадратурного сигнала, так как картина на «отрицательной» полуоси имеет симметричный характер. Следует учитывать, что поскольку на выходе видеоконвертора осуществляется сдвиг спектра на $F_{\text{вых}}/4$, то соответствующие выходные фильтры ограничены этой частотой по уровню -6 дБ: 16 МГц для прошивки с полосами пропускания 32 МГц, 8 для 16 МГц и т. д. В любой из прошивок выходы ЦВК подключены к квантователям уровней.

Таблица 1
Коммутация сигналов IQ на выходах квадратурного преобразователя частоты на $F_{\text{вых}}/4$

Режим инверсии спектра	Номер такта 2-разрядного счётчика	$I_{\text{вых}}$	$Q_{\text{вых}}$
Выкл.	0	$I_{\text{вх}}$	$Q_{\text{вх}}$
Выкл.	1	$-Q_{\text{вх}}$	$I_{\text{вх}}$
Выкл.	2	$-I_{\text{вх}}$	$-Q_{\text{вх}}$
Выкл.	3	$Q_{\text{вх}}$	$-I_{\text{вх}}$
Вкл.	0	$I_{\text{вх}}$	$Q_{\text{вх}}$
Вкл.	1	$Q_{\text{вх}}$	$-I_{\text{вх}}$
Вкл.	2	$-I_{\text{вх}}$	$-Q_{\text{вх}}$
Вкл.	3	$-Q_{\text{вх}}$	$I_{\text{вх}}$

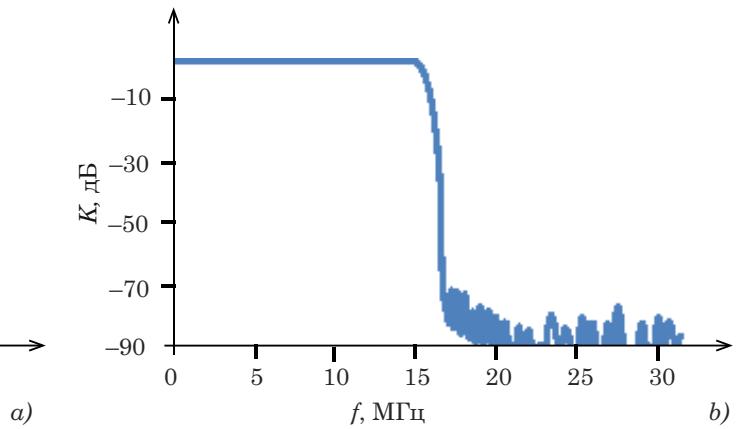
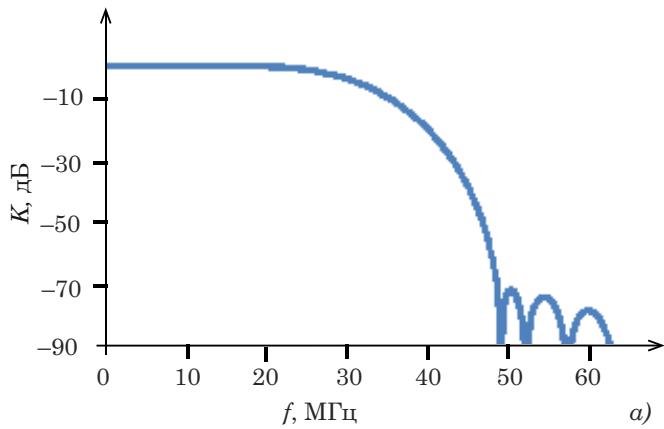


Рис. 7. АЧХ цифрового 14-звенного предварительного (a) и 126-звенного оконечного (b) цифровых фильтров на выходе 3-го этапа обработки сигнала в модуле преобразования с понижением частоты для прошивки с полосой 32 МГц

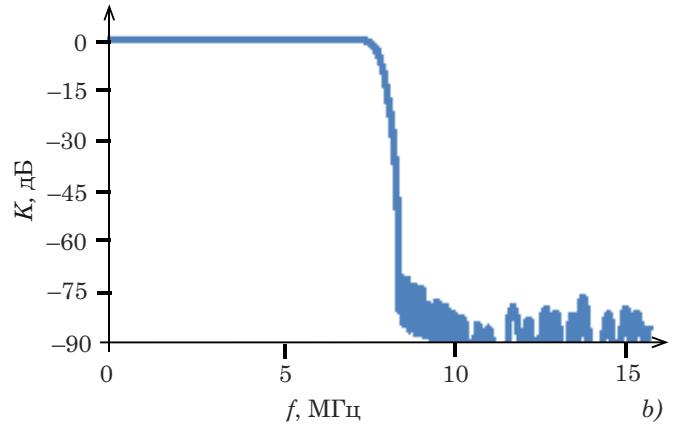
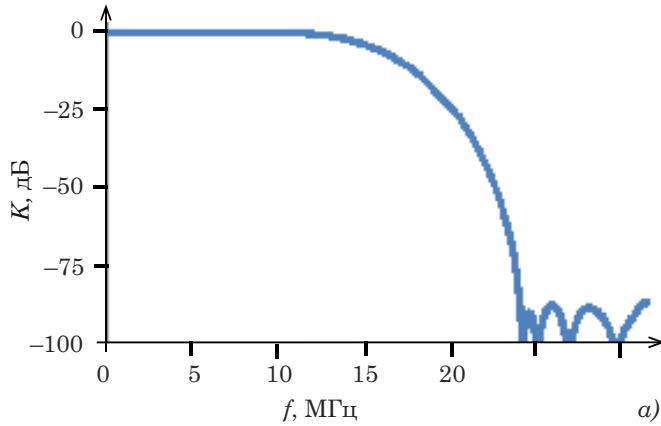


Рис. 8. АЧХ 18-звенного предварительного (a) и 126-звенного оконечного (b) цифровых фильтров на выходе 3-го этапа обработки сигнала в модуле преобразования с понижением частоты для прошивки с полосой 16 МГц

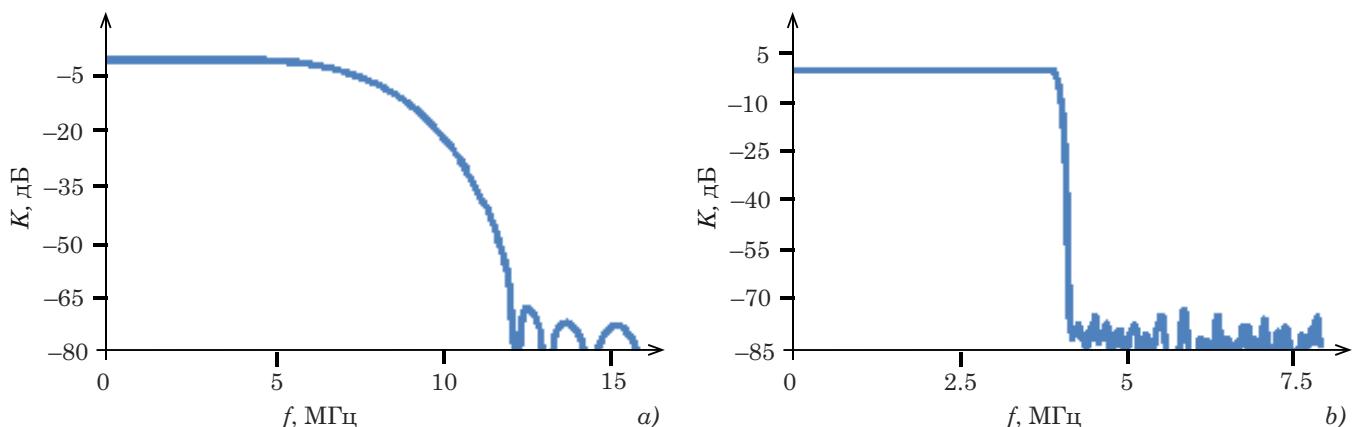


Рис. 9. АЧХ 30-звенного предварительно (a) и 250-звенного окончного (b) цифровых фильтров на выходе 3-го этапа обработки сигнала в модуле преобразования с понижением частоты для прошивки с полосой 8 МГц

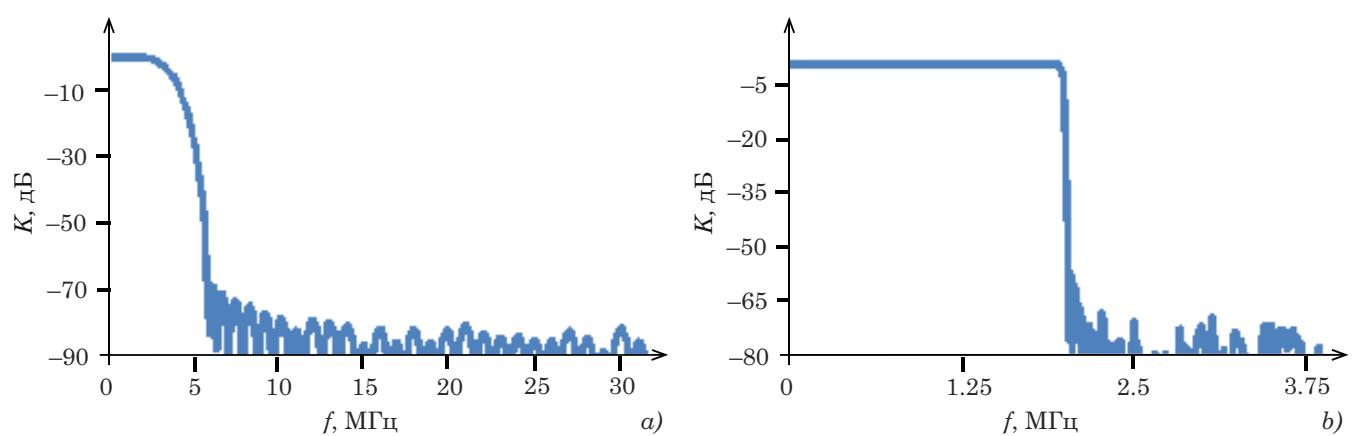


Рис. 10. АЧХ 62-звенного предварительно (a) и 510-звенного окончного (б) цифровых фильтров на выходе 3-го этапа обработки сигнала в модуле преобразования с понижением частоты для прошивки с полосой 4 МГц

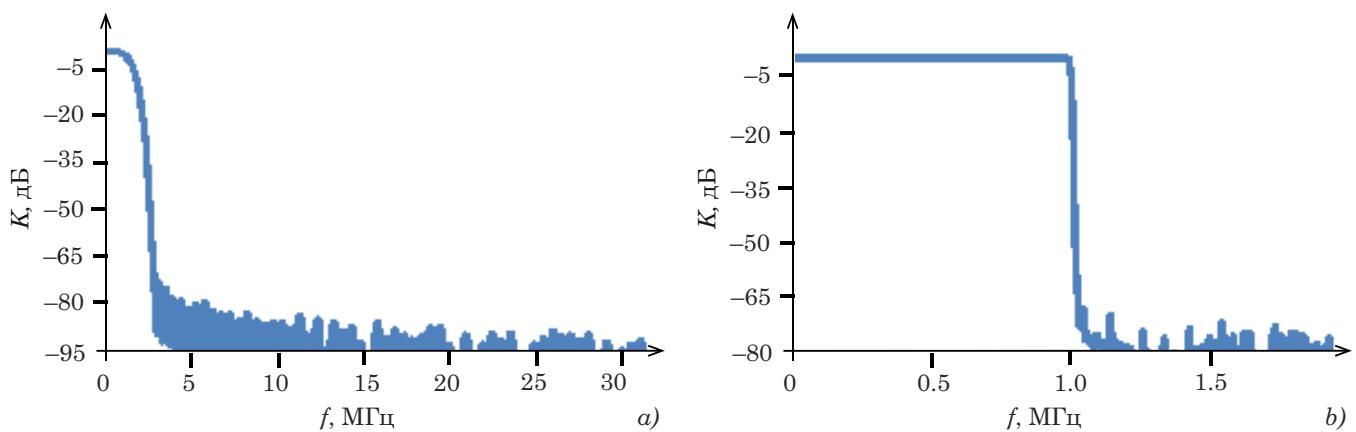


Рис. 11. АЧХ 126-звенного предварительно (a) и 510-звенного окончного (б) цифровых фильтров на выходе 3-го этапа обработки сигнала в модуле преобразования с понижением частоты для прошивки с полосой 2 МГц

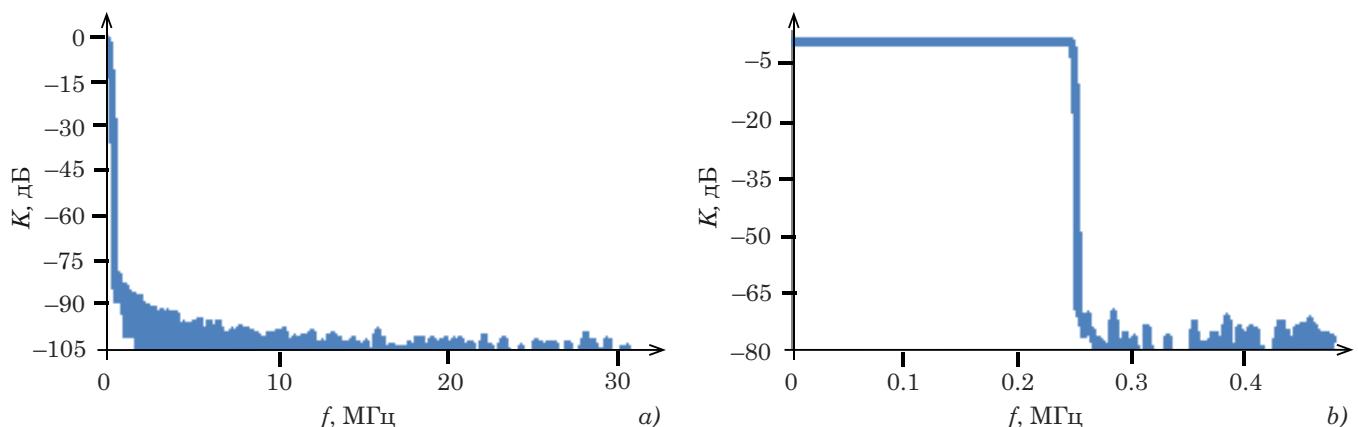


Рис. 12. АЧХ 510-звенного предварительно (a) и 510-звенного окончного (b) цифровых фильтров на выходе 3-го этапа обработки сигнала в модуле преобразования с понижением частоты для прошивки с полосой 0.5 МГц

Таблица 2
Алгоритм 2-битного квантования

Значение напряжения	Код после квантования	
	Знак	Мантисса
$u_i < -\sigma_u$	0	0
$-\sigma_u \leq u_i < 0$	0	1
$0 \leq u_i < \sigma_u$	1	0
$u_i \geq \sigma_u$	1	1

Модуль 2-битного квантования представляет собой 16 параллельно работающих четырехуровневых квантователя, в каждом из которых 16-разрядный код выборки с выхода каждого ЦВК преобразуется в 2-разрядный. Каждый квантователь сравнивает напряжение сигнала u_i в конкретной i -й выборке со среднеквадратическим значением σ_u в полосе 32 МГц, полученным путем усреднения выборок за время, равное 1 сек. Алгоритм квантования соответствует табл. 2. Порог квантования σ_u вычисляется модулем измерения мощности сигнала и поступает в модуль квантования через процессор. В режиме однобитового квантования на форматер выходного модуля поступает только код знака.

Модуль вычисления статистики определяет число отсчетов сигнала, попадающих в каждый из 4 интервалов напряжения, указанных в первом столбце табл. 2. Полученные на каждом интервале времени в 1 сек 4 числа передаются в процессор для дальнейшей отправки через модуль синхронизации и управления МСПС в управляющий компьютер по запросу от него.

Выходной модуль обеспечивает: преобразование параллельных потоков данных от всех 16 узкополосных каналов в один последовательный, в котором данные сформированы в формате VDIF, формирование кадров Ethernet и управление их передачей в выходной порт, соединенный

с оптическим трансивером SFP+/QSFP. Выходной модуль содержит буферную 2-портовую память, обеспечивающую прием квантованных данных (16 выборок по 2 бита каждая) с тактовой частотой 32 МГц (входной поток 1.024 Гбит/с).

Модуль формирования VDIF производит упаковку данных в кадры формата VDIF заданного размера от 1000 до 8192 байт (по умолчанию – 5120 байт). Каждый кадр снабжается заголовком (32 байта) в соответствии с (VDIF). Данные, необходимые для формирования заголовка, поступают от системных часов (секундные метки) и управляющего компьютера (часы, минуты, секунды) через модуль синхронизации и управления МСПС и процессор данной прошивки ПЛИС. Они являются служебной информацией в заголовке кадра.

Модуль формирования кадров Ethernet формирует пакеты данных, снабжая их заголовками Ethernet-кадров и поддерживает формат RAW Ethernet.

Ethernet-контроллер преобразует извлекаемые из буферной памяти пакеты с VDIF и Ethernet заголовками в кодовую последовательность, которая со скоростью 10 Гбит/с (64 бит на тактовой частоте 156.25 МГц) поступает в выходной порт ПЛИС.

Счетчик переполнения использует специальный бит переполнения АЦП (флаг переполнения) для расчета числа переполнений за секунду. Полученное значение поступает в процессор и по запросу передается через модуль синхронизации и управления МСПС в управляющий компьютер. Это дает управляющей МСПС программе компьютера информацию о том, что, вероятно, уровень входного сигнала слишком велик.

Модуль калибровки АЦП вычисляет степень расхождения между выборками, полученными от первого и других ядер АЦП. Эти показания передаются в процессор и используются для регулировки фазовых соотношений между ядрами АЦП.

Модули измерения мощности, выделения сигнала фазовой калибровки и захвата сигнала предназначены для анализа принимаемых сигналов с помощью МСПС так же, как и в прошивках ПЛИС, обеспечивающих широкополосные или спектральные наблюдения ([Гренков и др., 2024](#)).

Блок контроля и синхронизации с помощью входящих в него модулей осуществляет управление всеми описанными выше модулями, а также связь между цифровым преобразователем (каналом МСПС) и центральным компьютером управления радиотелескопом ([Михайлов, 2005](#)), но не напрямую, а через аппаратный модуль синхронизации и управления МСПС.

Практические результаты работы МСПС в режиме узкополосной регистрации сигналов

Для оценки эффективности замены штатных узкополосных СПС P1002M на МСПС в режиме узкополосной регистрации сигналов была проведена серия трехстанционных геодезических РСДБ-сессий на радиотелескопах RT-32. Время проведения сессий — с 7:00 до 8:00 UT ежедневно, в двух диапазонах длин волн 3.5 и 13 см (X- и S-диапазоны соответственно) с правой круговой поляризацией. При этом на всех трех станциях («Светлое», «Зеленчукская», «Бадары») использовалось стандартное оборудование радиотелескопов RT-32: СПС P1002M и система записи Mark5B+. Настройки частот каналов P1002M соответствовали стандартным геодезическим РСДБ-сессиям по программе R-I. Кроме того, на станции «Светлое» была подключена МСПС для регистрации того же сигнала, что и на P1002M. Запись данных осуществлялась с использованием СБПД радиотелескопа RT-13 в файлы формата VDIF с размером кадра 5152 байта: 5120 байт данных и 32 байта — заголовок. Записывались 16 частотных каналов с шириной полосы пропускания 8 МГц каждый, 8 каналов в X-диапазоне и 8 каналов в S-диапазоне при однобитовом квантовании регистрируемого сигнала. Частоты настройки узкополосных каналов в МСПС были выбраны так, чтобы 8 каналов в X-диапазоне и 6 каналов в S-диапазоне совпадали по значениям частот для P1002M и для МСПС.

Данные сессий передавались по волоконно-оптическим линиям в Центр корреляционной обработки в Санкт-Петербурге для дальнейшей корреляционной обработки и анализа результатов. Обработка данных была выполнена на программном корреляторе DiFX 2.6.1 ([Deller et al., 2011](#)). Обработка производилась в два этапа. Сначала обрабатывались данные от штатных систем P1002M с полным набором частотных каналов

(10 каналов в X-диапазоне и 6 каналов в S-диапазоне), затем обрабатывались общие данные для трех P1002M и МСПС в «Светлом» (8 каналов в X-диапазоне и 6 каналов в S-диапазоне). Для каждого варианта оборудования были найдены априорные поправки часов для того, чтобы корреляционный отклик находился примерно в центре корреляционного окна. Обработка производилась с временем накопления 0.5 с и 32 точками в спектре каждого частотного канала. Результаты корреляционной обработки загружались в программу постпроцессорной обработки PIMA ([Petrov et al., 2011](#)), где вычислялись временные задержки для каждой пары станций (базы), вычислялись полные групповые и ионосферные задержки и их формальные ошибки. Формировались выходные файлы в формате GVF ([GVF](#)) для дальнейшего анализа данных в программе вторичной обработки pSolve ([pSolve](#)). В результате обработки 12 сессий РСДБ-наблюдений было сформировано два комплекта файлов в формате GVF, для полного набора частотных каналов — от трех станций с P1002M, и для урезанного набора частотных каналов — от трех станций с P1002M и одной МСПС.

Для оценки эффективности работы МСПС в режиме узкополосной регистрации сигналов была выполнена привязка полученных данных к глобальной РСДБ-сети. Заранее в программе pSolve вычислялась глобальная комбинированная матрица (combined global matrix) по всем сессиям International VLBI Service for Geodesy and Astrometry (IVS) R1 и R4 с 2002 по 2024 гг. ([IVS Data](#)). При совместной обработке глобальными параметрами были координаты станций и радиоисточников, локальными параметрами были все параметры вращения Земли, тропосферная задержка в зените, линейный ход рассинхронизации часов. Затем, производилось совместное уравнивание каждого из полученных в указанной выше серии наблюдений набора данных и глобальной комбинированной матрицы, что эквивалентно совместной обработке. Для часовых сессий R-I оценивались только линейный ход часов, тропосферная задержка в зените и поправка к всемирному времени. В результате было получено три ряда данных:

I) результаты стандартной геодезической обработки данных трехстанционных сессий R-I;

II) результаты трехстанционных R-I сессий с урезанным набором частот на P1002M;

III) результаты трехстанционных R-I сессий с урезанным набором частот на P1002M — для станций «Зеленчукская» и «Бадары», и на МСПС — для станции «Светлое».

Ряд I был выбран опорным, как индикатор точности оценивания поправки всемирного времени. Сравнение рядов II и III с рядом I показывает,

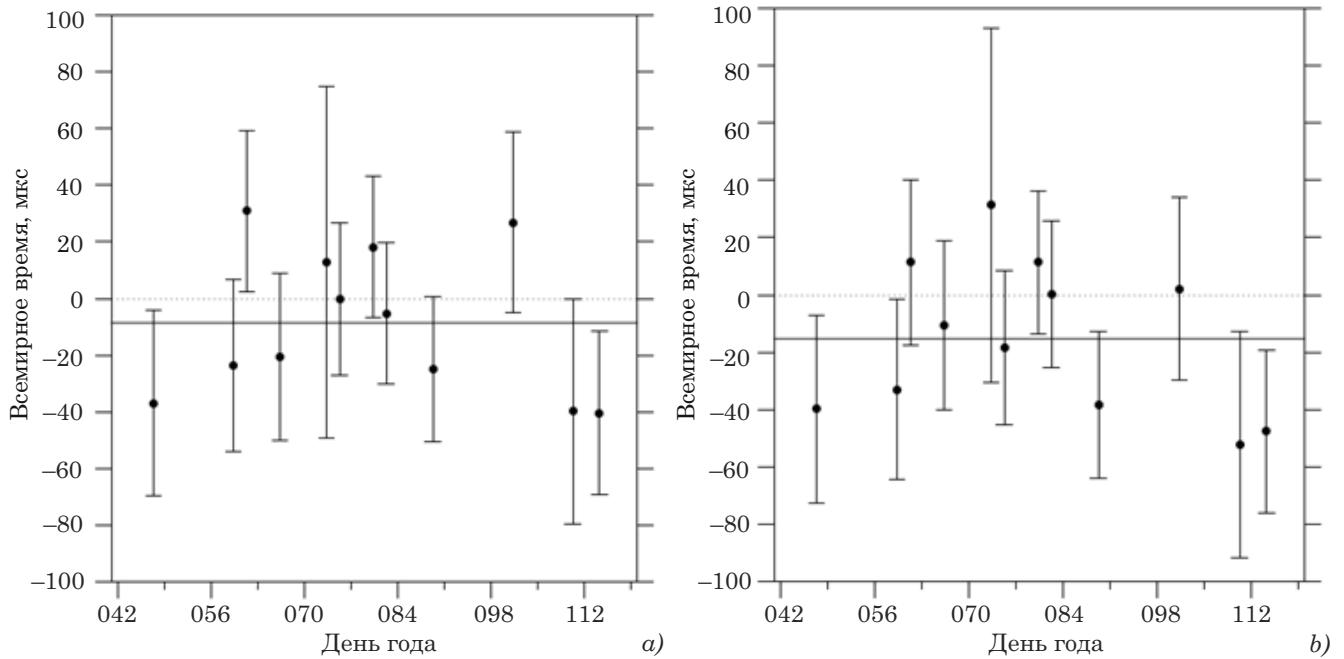


Рис. 13. Разности поправок ко всемирному времени для рядов данных I–III, полученных с участием МСПС (а) и для рядов I–II, полученных без участия МСПС (б)

насколько отличается результат использования МСПС в обсерватории «Светлое» по отношению к результатам, полученным с применением штатной аппаратуры Р1002М. На рис. 13а приведены разности поправок ко всемирному времени для рядов I–III, на рис. 13б — для рядов I–II. Формальные ошибки для разностей вычислены как квадратный корень из суммы квадратов формальных ошибок двух рядов, они также изображены на рисунках 13а и 13б. Для каждой разности были вычислены средние значения и среднеквадратические отклонения, которые составили соответственно 8.58 мкс и 24.99 мкс для разности I–III, а также 15.30 мкс и 25.85 мкс для разности I–II. Горизонтальной сплошной линией на рисунках показано среднее значение.

На рис. 13 видно, что при прочих равных условиях ряд данных, полученных с использованием МСПС, показывает лучшее соответствие опорному ряду, чем ряд данных, полученных с использованием штатного оборудования. Таким образом, использование режима узкополосной регистрации в МСПС позволяет не только полностью заменить устаревшие штатные системы Р1002М на МСПС, но и получить некоторое, хотя и незначительное, улучшение результатов РСДБ-наблюдений.

Прошивка ПЛИС, обеспечивающая узкополосную регистрацию сигналов с помощью МСПС, была внедрена на всех системах, введенных в эксплуатацию в комплексе «Квазар-КВО». С 2023 г. МСПС в режиме узкополосной регистрации сиг-

налов участвовала в 67 плановых РСДБ-наблюдениях по программам Ru-OH и R-I на радиотелескопах РТ-32. Планируется переход на МСПС взамен устаревших узкополосных систем Р1002М на всех радиотелескопах комплекса «Квазар-КВО».

Заключение

Использование ПЛИС в цифровых преобразователях каналов МСПС позволило реализовать в них новые технические и программные решения, обеспечивающие узкополосный режим работы системы. Разработанные алгоритмы и структуры конфигураций ПЛИС дали возможность отказаться на всех радиотелескопах РТ-32 комплекса «Квазар-КВО» от устаревших узкополосных СПС Р1002М.

Наличие прошивок, обеспечивающих узкополосную регистрацию принимаемых сигналов, делает МСПС универсальной системой, совместимой практически с любыми отечественными и зарубежными системами преобразования сигналов на радиотелескопах. При этом, как показали специально проведенные исследования, результаты РСДБ-наблюдений с использованием МСПС не только не хуже, но даже немного лучше, чем при использовании штатного оборудования. Следует отметить еще одно преимущество представленной разработки. Если раньше РСДБ-наблюдения космических аппаратов на радиотелескопах комплекса «Квазар-КВО» проводились с использованием широкополосной регистрации и последующей обработкой на корреляторе с выделением узкополос-

ных каналов ([Васильев и др., 2022](#)), то наличие узкополосного режима работы МСПС позволяет избежать существенных затрат времени на передачу сигналов и вычислительных ресурсов на их компьютерную обработку.

Положительные результаты внедрения узкополосного режима МСПС подтверждены результатами плановых РСДБ наблюдений.

Работа выполнена с использованием оборудования ЦКП/УНУ «Радиоинтерферометрический комплекс «Квазар-КВО» в соответствии с планом научно-исследовательских работ ИПА РАН. Авторы благодарят International VLBI Service for Geodesy and Astrometry за предоставленные данные наблюдений.

Литература

Васильев М. В., Зимовский В. Ф., Мельников А. Е. и др. Наблюдения космических аппаратов на радиоинтерферометрическом комплексе «Квазар-КВО» // Приборы и техника эксперимента. 2022. № 6. С. 111–124.

Гренков С. А., Маршалов Д. А., Михайлов А. Г. и др. Аппаратно-программный анализ сигналов промежуточных частот на основе многофункциональной цифровой системы преобразования сигналов // Труды ИПА РАН. 2024. Вып. 68. С. 3–8.

Маршалов Д. А., Бердников А. С., Гренков С. А. и др. Модернизация системы преобразования сигналов радиотелескопа РТ-32 обсерватории «Светлое» // Труды ИПА РАН. 2024. Вып. 70. С. 39–49.

Михайлов А. Г. Программное обеспечение центрального управляемого компьютера наблюдательного пункта РСДБ-сети КВАЗАР // Труды ИПА РАН. 2005. Вып. 12. С. 68–92.

Носов Е. В. Видеоконвертер с цифровой обработкой сигналов на видеочастотах для системы преобразования сигналов РСДБ-радиотелескопа // Труды ИПА РАН. 2010. Вып. 21. С. 99–105.

Сальников А. И., Безруков И. А., Васильев В. В., Вылегжанин А. В. Опыт эксплуатации систем буферизации и передачи данных в течение 2012–2022 годов. Перспективы развития // Труды ИПА РАН. 2023. Вып. 64. С. 9–14.

Пат. RU 174149 U1. МПК H03D 7/00, H03L 7/16. Цифровой гетеродин для видеоконвертора / Гренков С. А., Кольцов Н. Е. // Опубл. 04.10.2017. Бюл. № 28.

Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников. М.: ДМК Пресс. 2011. 720 с.

Alef W., Anderson J. M., Bernhart S., et al. The EUropean-VGOS Project // Proceedings of the 24th European VLBI Group for Geodesy and Astrometry Working Meeting: 107–111. 2019. URL: https://research.chalmers.se/publication/514413/file/514413_Fulltext.pdf (accessed: 12.11.2024).

Deller A. T., Brisken W. F., Phillips C. J., Morgan J. DiFX-2: a more flexible, efficient, robust, and powerful software correlator // The Astronomical Society of the Pacific. PASP. 2011. Vol. 123, no. 901. P. 275–287.

IVS Data. URL [Electronic resource]. URL: <https://ivscc.gsfc.nasa.gov/products-data/index.html> (accessed: 12.11.2024)

Kikuchi F., Kono Y., Yoshikawa M., et al. VLBI observation of narrow bandwidth signals from the spacecraft // Earth, Planets and Space. 2004. Vol. 56. P. 1041–1047.

Petrov L., Kovalev Y. Y., Fomalont E. B., Gordon D. The very long baseline array galactic plane survey — VGaPS // The Astronomical Journal. 2011. Vol. 142, no. 2. 35 p.

Specifications of the geo-VLBI data format (GVF) [Electronic resource]. URL: <http://astrogeo.org/gvh/gvf.html> (accessed: 12.11.2024).

VLBI Analysis Software pSolve [Electronic resource]. URL: <https://astrogeo.org/psolve/> (accessed: 12.11.2024)

VLBI Data Interchange Format (VDIF) [Electronic resource]. URL: <https://vlbi.org/vlbi-standards/vdif/> (accessed: 12.11.2024).

VLBI2010 Receiver Back End Comparison [Electronic resource]. URL: https://ivscc.gsfc.nasa.gov/technology/vgos-docs/dbe_comparison_130121.pdf (accessed: 12.11.2024).