

Экспериментальные исследования сверхширокополосного аналого-цифрового преобразователя для радиоастрономической аппаратуры

© С. А. Гренков, А. В. Крохалев, Л. В. Федотов

ИПА РАН, г. Санкт-Петербург, Россия

Реферат

Современные системы приема и преобразования радиоастрономических сигналов на радиотелескопах развиваются в сторону расширения рабочей полосы частот и максимального использования цифровых методов обработки сигналов. Использование в таких системах сверхширокополосных аналого-цифровых преобразователей (АЦП) позволяет отказаться от большей части аналоговых устройств в сигнальном тракте радиотелескопа, исключив их известные недостатки. Прямое цифровое преобразование сигналов в диапазонах частот L, S, S и X, которые часто используются в радиоастрономических наблюдениях, а также в диапазоне 2–14 ГГц в соответствии с концепцией VGOS, требует АЦП с рабочей частотой дискретизации сигналов порядка 20 ГГц и выше. Одним из коммерчески доступных АЦП, способных работать с такой тактовой частотой, является микросхема HMCAD5831 фирмы Hittite Microwave. Поиск путей использования таких АЦП для создания цифровых радиоастрономических систем требует экспериментального исследования характеристик указанной микросхемы с учетом специфики преобразования широкополосных радиоастрономических сигналов.

Рассмотрены параметры, структура и особенности работы указанной микросхемы. Для исследования сверхширокополосного АЦП была разработана и изготовлена экспериментальная установка на основе отладочной платы с HMCAD5831 и платы цифровой обработки сигналов на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС) XC7K325T. Дано описание методики исследования основных характеристик сверхширокополосного АЦП: характеристики преобразования сигнала, амплитудно-частотной характеристики, дифференциальной нелинейности преобразования. Приведены результаты измерения указанных характеристик, а также спектры гармонического и широкополосного шумового сигналов после их преобразования в исследуемом АЦП. Показано, что существенное значение для обеспечения корректной работы сверхширокополосного АЦП имеют точность установки и стабильность опорных напряжений, а также взаимная синхронизация портов, на которые поступают выходные данные АЦП. С этим связаны основные трудности использования микросхемы HMCAD5831 в радиоастрономической аппаратуре.

Исследования показали, что АЦП HMCAD5831LP9BE обеспечивает стабильное и точное преобразование широкополосных сигналов в 3-разрядные коды с тактовой частотой дискретизации до 16 ГГц. Увеличение тактовой частоты до 20 ГГц и более требует специального проектирования, а также тщательного изготовления печатной платы для микросхемы АЦП и всех сопутствующих устройств. АЦП этого класса можно использовать в радиоастрономии. Как гармонические, так и шумовые сигналы могут быть успешно оцифрованы, введены в ПЛИС и методами многопоточковой обработки данных преобразованы в нужную форму, что вполне возможно на базе ресурсов современных ПЛИС. Основной трудностью при этом будет недостаточная доступность микросхем сверхвысокочастотных АЦП даже в коммерческом исполнении в условиях торговых санкций.

Ключевые слова: радиотелескоп, АЦП, цифровая обработка сигналов.

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

Для цитирования: Гренков С. А., Крохалев А. В., Федотов Л. В. Экспериментальные исследования сверхширокополосного аналого-цифрового преобразователя для радиоастрономической аппаратуры // Труды ИПА РАН. 2021. Вып. 58. С. 17–23.

<https://doi.org/10.32876/ApplAstron.58.17-23>

Experimental Studies of an Ultra-Wideband Analog-to-Digital Converter for Radio Astronomy Equipment

S. A. Grenkov, A. V. Krokhalev, L. V. Fedotov

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

Abstract

Modern systems for receiving and converting radio astronomical signals on radio telescopes are developing towards expanding the operating frequency band and maximizing the use of digital signal processing methods. The use of ultra-wideband analog-to-digital converters (ADCs) in such systems makes it possible to abandon most of the analog devices in

the signal chain of the radio telescope and replace it with compact digital backend. Direct sampling of RF signals without mixers and local oscillators in most of the frequency ranges used in radio astronomy, as well as in ultra-wideband radio astronomy receiving systems in accordance with the VGOS concept, requires an ADC with an operating signal sampling frequency of about 20 GHz or higher. One of the commercially available ADCs that can work with such a clock frequency is the HMCAD5831 chip from Hittite Microwave. Search for ways to use such ADCs to create digital radio astronomy systems requires an experimental study of the characteristics of this chip, taking into account the specifics of converting broadband radio astronomy signals.

The paper presents the parameters, structure and features of the operation of this chip. To study the ultra-wideband ADC, an experimental setup was developed and manufactured on the basis of the evaluation board with HMCAD5831 and the digital signal processing board on an XC7K325T FPGA. The description of the methodology for studying the main characteristics of an ultra-wideband ADC, namely, the characteristics of the signal conversion, the amplitude-frequency response and the differential nonlinearity of the conversion is given in the paper. The results of measuring these characteristics, as well as the harmonic spectra and broadband noise signals after their conversion in the ADC are presented. It is shown that the accuracy of the installation and stability of the reference voltages, as well as the mutual synchronization of the ports to which the ADC output data is received, are essential for ensuring the correct operation of an ultra-wideband ADC. The main difficulties of using the HMCAD5831 chip in radio astronomy equipment are related to these circumstances.

Studies have shown that the HMCAD5831LP9BE ADC provides stable and accurate conversion of broadband signals into 3-bit codes with a sampling frequency of up to 16 GHz. Increasing the clock frequency to 20 GHz or more requires special design, as well as careful and high-precision manufacturing of the printed circuit board for the ADC chip and all related devices. This type of ADCs can be used in radio astronomy. Signals of both harmonic and noise types can be successfully sampled, entered into the FPGA and converted into the desired form using multi-stream data processing methods (the number of parallel streams is more than 50), which is quite possible on the basis of modern FPGA resources. The main difficulty in this case will be the insufficient availability of ultra-high-frequency ADC chips, even in commercial execution in the conditions of trade sanctions.

Keywords: radio telescope, ADC, digital signal processing.

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

For citation: Grenkov S. A., Krokhaliev A. V., Fedotov L. V. Experimental studies of an ultra-wideband analog-to-digital converter for radio astronomy equipment // Transactions of IAA RAS. 2021. Vol. 58. P. 17–23.
<https://doi.org/10.32876/AplAstron.58.17-23>

Введение

Основными тенденциями развития современных приемов и преобразования радиоастрономических сигналов на радиотелескопах являются расширение рабочей полосы частот и максимальное использование цифровых методов обработки сигналов. Использование в таких системах АЦП, способных работать в очень широком диапазоне частот, позволяет отказаться от большей части аналоговых устройств в сигнальном тракте радиотелескопа и исключить их известные недостатки. Исследованию сверхширокополосных АЦП и конструированию радиоастрономических систем на их основе в последнее время уделяется большое внимание за рубежом (Tuccari, 2017; Sekido, 2016). Прямое цифровое преобразование сигналов в диапазоне частот L, S, C и X, которые часто используются в радиоастрономических наблюдениях, а также в диапазоне 2–14 ГГц (в соответствии с концепцией VGOS), требует АЦП с рабочей частотой дискретизации сигналов порядка 20 ГГц и выше. Одним из коммерчески доступных АЦП, способных работать с такой тактовой частотой, является микросхема HMCAD5831 фирмы Hittite Microwave (AnalogDevice). Поиск путей использования таких АЦП для создания цифровых радиоастрономических систем требует экспериментального исследования характеристик указанной мик-

росхемы с учетом специфики преобразования широкополосных радиоастрономических сигналов. Основные результаты таких исследований представлены ниже.

Особенности сверхбыстродействующего АЦП HMCAD5831

Микросхема HMCAD5831LP9BE выпускается в 64-выводном корпусе STM размером 9 × 9 мм. Этот 3-разрядный АЦП с программируемыми токовыми ключами на выходе обеспечивает типовую частоту дискретизации сигнала 20 ГГц (максимальную 26 ГГц) и имеет входную полосу частот до 20 ГГц (таблица). Микросхема может использоваться как десятиуровневый (3.32 разряда) АЦП путем комбинирования обычных 3-битовых выходных данных с битом переполнения.

Таблица
Основные параметры АЦП HMCAD5831LP9BE

Параметр	Значение
Максимальная частота дискретизации	26 ГГц
Максимальная входная частота	20 ГГц
Число разрядов	3
Номинальный уровень входного сигнала	256 мВ
Динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (SFDR)	26 дБ
Эффективное число бит (ENOB)	2.9

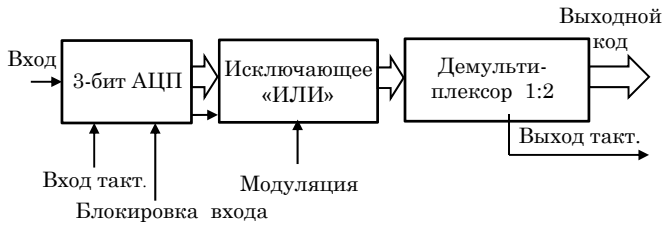


Рис. 1. Структура АЦП HMCAD5831LP9BE

Структура АЦП представляет собой последовательное соединение 3-битового преобразователя, логической схемы «исключающее ИЛИ» и демультиплектора 2:1 (рис. 1). Наличие логической схемы позволяет осуществлять модуляцию выходного сигнала, если это необходимо.

Помимо сигнального аналогового входа АЦП имеет дифференциальные входы для сигнала тактовой частоты и сигнала блокировки входа АЦП. Два параллельных выходных кода демультиплектора сопровождаются выходным тактовым сигналом, который по частоте в 2 раза меньше входного. Для экспериментов АЦП поставляется в виде отладочной платы Hittite 131498-3, на которой кроме HMCAD5831LP9BE установлены микросхемы делителя тактовой частоты 1:32 и регулировки задержки тактовых сигналов (рис. 2). Для питания этой платы специально разработан формирователь напряжений, на который можно подавать стандартные напряжения +5 В и –6 В от лабораторного блока питания, например АТН-3232 фирмы «Актаком». Изготовленный в ИПА РАН форми-

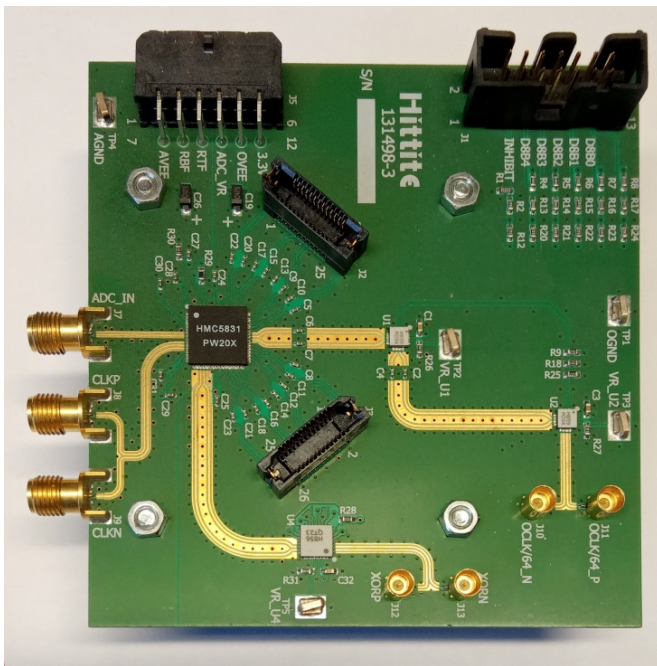


Рис. 2. Отладочная плата Hittite 131498-3 с АЦП HMCAD5831LP9BE

рователь напряжений содержит DC-DC преобразователи типа LM3940TS (+3.3 В), LT1185CT (–5 В, –1.064 В, –0.808 В), LM337 (–3.3 В).

Методика, структурная схема и результаты экспериментов

Основной трудностью, с которой приходится сталкиваться при исследовании сверхбыстродействующего АЦП, является считывание и анализ данных, появляющихся на выходах АЦП со скоростью 10 Гбит/с и выше. Это требует согласования выхода АЦП с входом ПЛИС, ресурсы и программная конфигурация которой должны обеспечить буферизацию выходных данных АЦП с возможностью их анализа на компьютере. Поэтому для исследования основных параметров АЦП разработан макет, содержащий кроме платы Hittite 131498-3 плату цифровой обработки сигналов КС705 на основе ПЛИС Xilinx XC7K325Т, на которую данные от платы с АЦП поступают через специально разработанную плату-адаптер (рис. 3). Плата-адаптер необходима для согласования разъемов плат Hittite 131498-3 и КС705. Питание на плату КС705 подается от стандартного импульсного источника питания, поставляемого вместе с этой платой производителем (фирмой Xilinx). Выходное напряжение этого источника — 12 В, мощность — до 60 Вт. Для ПЛИС XC7K325Т специально разработана конфигурация прошивки, включающая в себя процессор Microblaze. Конфигурация ПЛИС обеспечивает приём сигналов АЦП с помощью 8 GTX-портов, синхронизированных опорной частотой, подаваемой от АЦП через делитель (выход OCLK/64) и управление инфраструктурой АЦП. На каждом такте OCLK/64 ПЛИС считывает и запоминает 64 отсчета по 4 бит в каждом. В ПЛИС реализован блок памяти емкостью на 32768 отсчёта для захвата кадра данных, блок вычисления мощности на интервале до 5 с, блок вычисления статистики сигнала по уровням квантования. Связь с компьютером реализована с использованием процессора Microblaze через Ethernet по UDP-протоколу. Для процессора на языке С разработана программа, обеспечивающая работу с блоками конфигурации ПЛИС и выполнение внешних команд, таких как, например, реализация управляющих функций настройки АЦП или передачи в компьютер кадра данных, измеренной мощности или статистики распределения сигнала. Для проверки работоспособности макета на вход АЦП подается синусоидальный сигнал, причем размах синусоиды подбирается таким образом, чтобы в статистике распределения участвовали все уровни сигнала и при этом не было перегрузки АЦП (в распределении отсутствовали «запретные» коды, свидетельствующие о наличии перегрузки).

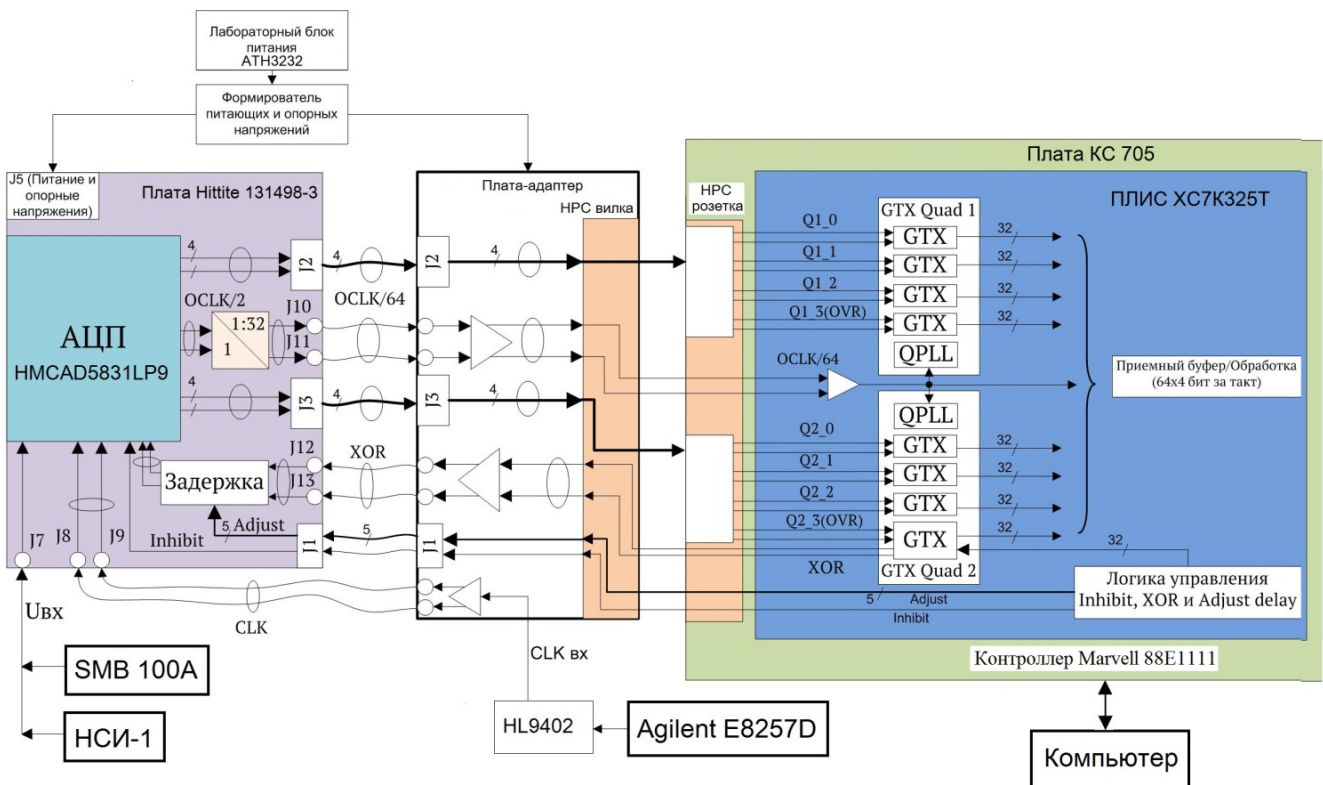


Рис. 3. Структура экспериментальной установки для исследования АЦП HMCAD5831LP9BE

По полученным выборкам сигнала, передаваемым в компьютер, осуществлялось вычисление мгновенного спектра захваченного кадра и строилась осциллограмма выходного сигнала АЦП (рис. 4). Наличие в ней изменений амплитуды сигнала во времени (паразитной модуляции) является следствием переотражения СВЧ-сигнала из-за недостаточно высокого качества кабельных соединений, ограниченных параметром кабеля и дефектом заделки разъемов.

К основным статическим параметрам АЦП помимо числа разрядов относится нелинейность характеристики преобразования сигналов. Для

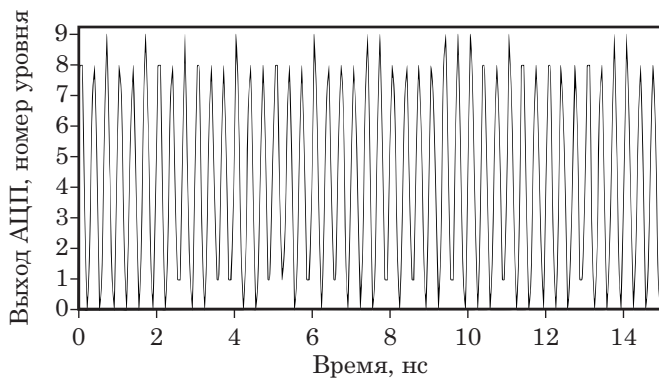


Рис. 4. Осциллограмма синусоидального сигнала с частотой 3 ГГц после АЦП

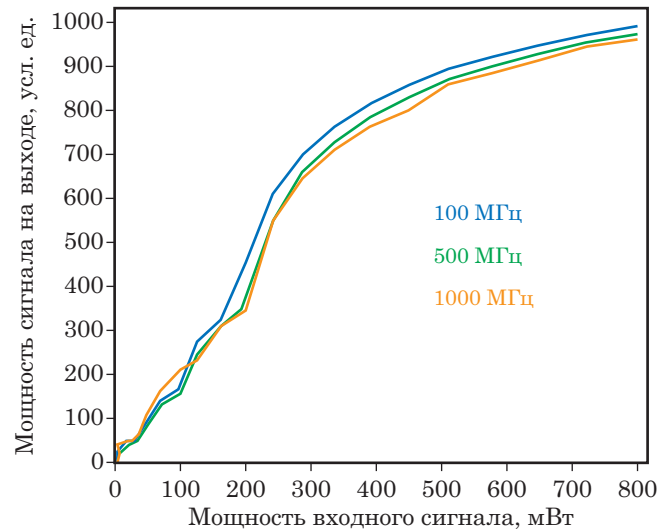


Рис. 5. Характеристика преобразования сигналов АЦП HMCAD5831LP9BE

снятия характеристики преобразования на вход АЦП подается синусоидальный сигнал от генератора SMB 100A (максимальная частота 6 ГГц). Полученные характеристики для частот 100, 500 и 1000 МГц (рис. 5) свидетельствуют о хорошей линейности преобразования. При изменении уровня входного сигнала от 0 до 400 мВ нелинейность не превышает 6%.

Анализ спектров сигнала после АЦП позволяет исследовать реальный динамический диапазон АЦП — динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих, который определяется по формуле

$$\text{SFDR} = P_{\text{осн}}/P_{\text{пар}},$$

где $P_{\text{осн}}$ — измеренная мощность основной гармоники сигнала, $P_{\text{пар}}$ — измеренная мощность следующей самой сильно проявляющейся гармоники.

Исследования показывают, что измеренные значения SFDR составляют в зависимости от частоты 18–28 дБ. Разброс значений SFDR объясняется разницей соотношений мощностей основной и второй по мощности после нее паразитной гармоники, а также особенностью методики цифрового анализа спектров.

На полученных спектрах для частоты дискретизации 16 ГГц (рис. 6, 7) наглядно видно, что в спектре для частоты входного сигнала 4 ГГц паразитные гармоники не проявляются, давая в итоге самое высокое значение SFDR. Это легко объяснить: для сигнала с частотой 4 ГГц первая паразитная гармоника 8 ГГц, а это — половина частоты дискретизации, которая уже не может быть воспроизведена в цифре, так как она попадет в «нулевой» спектральный канал, являющийся «постоянной» составляющей.

Для измерения нелинейности преобразования на вход АЦП подается синусоидальный сигнал с частотой 300 МГц. При тактовой частоте преобразования 16 ГГц осуществляется регулировка напряжения сигнала от минимума, когда на выходе АЦП фиксируется ровная линия, до максимума, когда задействованы все 10 уровней квантования. В моменты перехода между уровнями

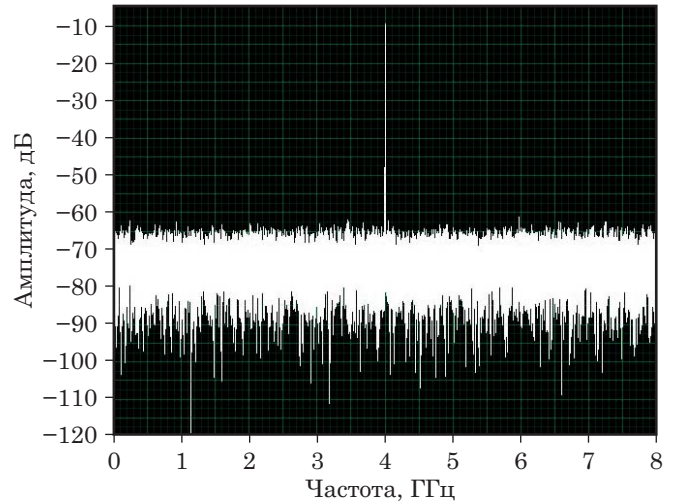


Рис. 6. Спектр сигнала после АЦП при подаче на вход сигнала с частотой 4 ГГц

напряжение фиксируется в таблице. Далее по полному размаху допустимых входных напряжений $V_{\text{разм}}$, рассчитанному как разница между отрицательным и положительным опорными напряжениями, вычисляется цена младшего значащего разряда ($V_{\text{разм}}/10$). Разница между расчетным и измеренным для каждой ступени преобразования напряжением дает значение дифференциальной нелинейности DNL (рис. 8). Измеренная дифференциальная нелинейность не превышает 0.3 единицы младшего разряда АЦП.

Интегральная нелинейность выходного кода АЦП — это максимальная разность между измеренным входным напряжением на передаточной характеристике и идеальным ее значением. Измерена в долях цены младшего значащего разряда (МЗР). Полученное измеренное значение интегральной нелинейности не превышает 0.25 МЗР.

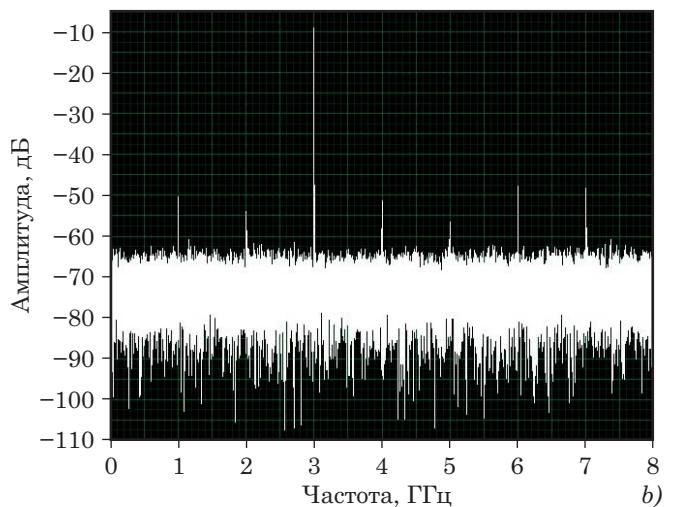
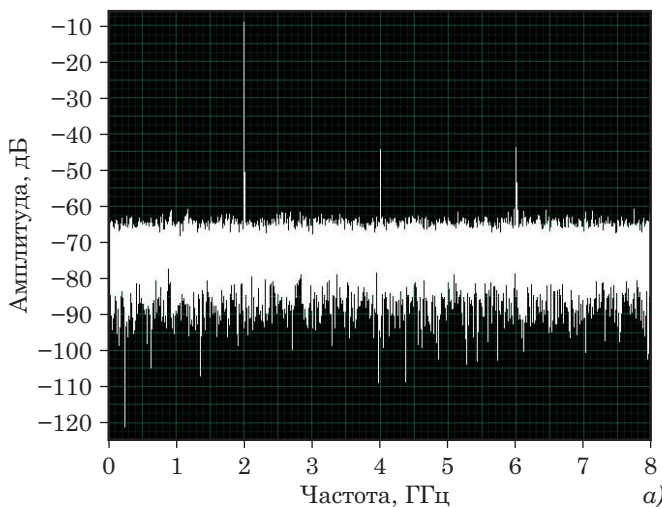


Рис. 7. Спектр сигнала после АЦП при подаче на вход гармонического сигнала с частотой 2 ГГц (a) и 3 ГГц (b)

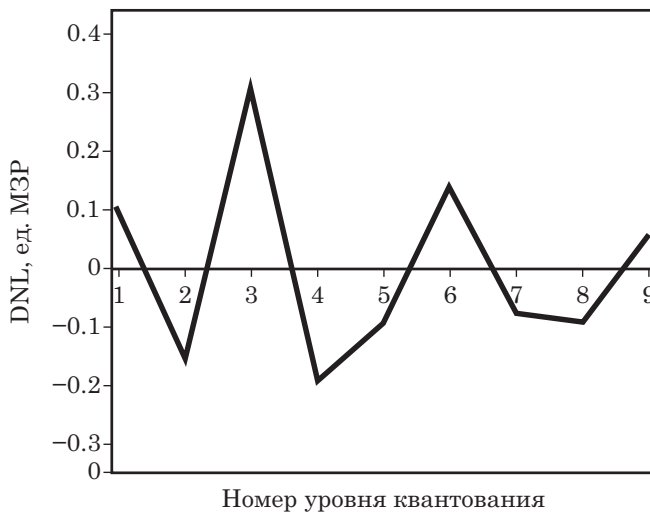


Рис. 8. Результаты измерения дифференциальной нелинейности преобразования

Амплитудно-частотная характеристика АЦП HMCAD5831LP9BE исследована на частотах до 6 ГГц с помощью синусоидального генератора SMB 100 A. Плавный спад характеристики приблизительно на 4 дБ (рис. 9) обусловлен частотными свойствами самого АЦП, а также недостаточным согласованием входных цепей макета и экспериментальной установки в целом.

На частотах до 6 ГГц (предельное значение для генератора SMB 100) исследована зависимость эффективного числа разрядов АЦП (ENOB) от частоты входного сигнала. Параметр определен путем анализа спектров сигнала после АЦП по формуле

$$\text{ENOB} = (\text{SINAD} - 1.76) / 6.02,$$

где SINAD — это отношение мощности сигнала, установленной на 1 дБ ниже полной шкалы АЦП, к сумме мощностей всех побочных спектральных компонент, включая гармоники сигнала. Результаты экспериментов показывают, что значение ENOB для данного АЦП лежит в пределах 2.5–2.9.

С точки зрения возможности использования сверхвысокочастотного АЦП в радиоастрономической аппаратуре важное значение имеют его динамические параметры: быстродействие — макси-

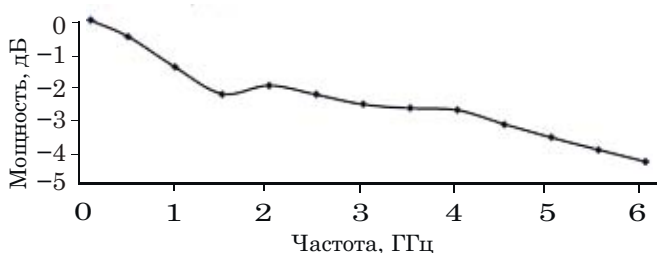


Рис. 9. Амплитудно-частотная характеристика

мальная тактовая частота преобразования и возможность преобразования широкополосного шумового сигнала. Исследования показали, что АЦП HMCAD5831LP9BE способен работать с тактовой частотой дискретизации сигналов до 20 ГГц. Однако на частотах дискретизации выше 16 ГГц возникают существенные трудности в обеспечении синхронной работы восьми GTX портов ПЛИС и выравнивания задержек поступающих с них данных друг относительно друга. Средства для обеспечения выравнивания данных, встроенные в плату Hittite 131498-3, не всегда удобны, и на тактовых частотах свыше 16 ГГц не с первой попытки приводят к успешному выравниванию задержек. Кроме того, добиться синхронизации 8 GTX-портов, которые тактируются от специального QPLL-модуля, встроенного в ПЛИС и управляемого тактовой частотой, поступающей с АЦП через делитель, можно только при очень высокой стабильности тактовой частоты. Добиться такой стабильности в экспериментах на макете не удалось. Поэтому надежной синхронизации при считывании данных с АЦП удалось добиться только на тактовых частотах не выше 16 ГГц.

Существенное влияние на точность соответствия выходного кода АЦП напряжению входного сигнала при каждой выборке имеют точность установки и стабильность опорных напряжений АЦП (1.064 В и 0.808 В). Исследования показали, что с ростом тактовой частоты дискретизации сигнала это влияние усиливается и вероятность ошибок в выходном коде растет, особенно если частота дискретизации близка к предельной. Ввиду того что потребляемая АЦП мощность довольно существенна (4.2 Вт), поддержание стабильности питающих и опорных напряжений не является тривиальной задачей.

С использованием генератора шума из состава нестандартного оборудования, разработанного для испытаний систем преобразования сигналов (НСИ-1), была исследована возможность оцифровки широкополосного шумового сигнала с тактовой частотой дискретизации 16 ГГц. Для этого спектр сигнала на выходе АЦП, полученный путем Фурье-преобразования выходного кода, сравнивался со спектром выходного сигнала генератора шума NMA2412-B2T, входящего в состав НСИ-1. Для визуализации последнего применялся стандартный анализатор спектра FSUP фирмы Rohde&Schwarz. График спектральной плотности мощности сигнала после АЦП в условных относительных единицах, пропорциональных мощности, построен по точкам. Полученный после АЦП спектр шумового сигнала в полосе 8 ГГц (рис. 10) в первом приближении соответствует форме спектра на выходе генератора шума, что свидетельствует о корректной работе АЦП при оцифровке широко-

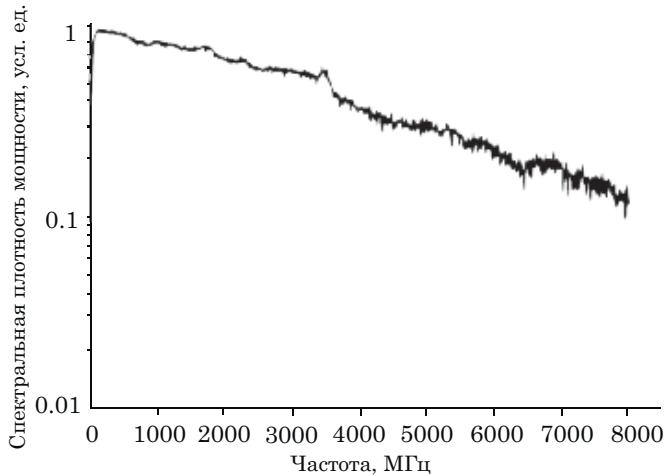


Рис. 10. Спектр шумового сигнала на выходе АЦП при частоте дискретизации 16 ГГц

полосного шумового сигнала. Спад спектральной характеристики на частотах до 2 ГГц соответствует полученной ранее амплитудно-частотной характеристике АЦП. Замедление спада в области верхних частот связано с наложением спектров из-за отсутствия ограничения сверху по частоте спектра сигнала на входе АЦП.

Заключение

АЦП HMCAD5831LP9BE обеспечивает стабильное и точное преобразование широкополосных сигналов в 3-разрядные коды с тактовой частотой дискретизации до 16 ГГц. Увеличение тактовой частоты до 20 ГГц и более требует специального проектирования, а также тщательного и высокоточного изготовления печатной платы для микросхемы АЦП и всех сопутствующих устройств. При использовании этого АЦП следует также учитывать необходимость точной установки и поддержания высокой стабильности опорных напряжений для питания микросхемы АЦП, что сопря-

жено с определенными технологическими трудностями. Реальный динамический диапазон АЦП составляет в среднем 20 дБ. Однако маленькая разрядность этого АЦП при создании на его базе радиометрических устройств или устройств для измерения среднеквадратического значения сигнала потребует увеличения времени накопления, что не всегда может быть удобным. Очень широкая полоса рабочих частот делает АЦП уязвимым к наличию помех во входном сигнале, так как они могут нарушать работу схемы.

В целом можно сделать предварительный вывод о том, что АЦП этого класса можно использовать в радиоастрономии. Не только гармонические, но и шумовые сигналы могут быть успешно оцифрованы, введены в ПЛИС и методами многопоточковой обработки данных (число параллельных потоков более 50) преобразованы в нужную форму, что вполне возможно на базе ресурсов современных ПЛИС. Основной трудностью при этом будет недостаточная доступность микросхем сверхвысокочастотных АЦП даже в коммерческом исполнении в условиях торговых санкций.

Литература

- Analog Device. Products. HMCAD5831 Datasheet and Product Info. [Электронный ресурс]. URL: <https://www.analog.com/en/products/hmcad5831.html>. (accessed: 21.08.2021).
- Sekido M., Takefuji K., Ujihara H., et al.* An Overview of the Japanese GALA-V Wideband VLBI System // International VLBI Service for Geodesy and Astrometry. The 9th IVS General Meeting "New Horizons with VGOS". 13–19 March 2016. Ekudeni (Johannesburg), South Africa. Proceedings, 2016. P. 25–33.
- Tuccari G., Alef W., Pantaleev M., et al.* BRAND: a Very Wide-band Receiver for the EVN // 23rd European VLBI Group for Geodesy and Astrometry Working Meeting. May 2017, Gothenburg, Sweden. Proceedings, 2017. P. 81–83.