ПРИБОРЫ И ТЕХНИКА ЭКСПЕРИМЕНТА, 2021, № 2, с. 76–82

ОБЩАЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ТЕХНИКА

УДК 53.087.45

МОДУЛЬ ОБРАБОТКИ ОПТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ С УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ ВОЛОКОННОГО ЛАЗЕРА С САМОСКАНИРОВАНИЕМ ЧАСТОТЫ

© 2021 г. Н. Н. Смолянинов[a], А. Ю. Ткаченко[a,*], И. А. Лобач[a], С. И. Каблуков[a]

[a] *Институт автоматики и электрометрии СО РАН*
Россия, 630090, Новосибирск, просп. Академика Коптюга, 1
**e-mail: alinka.tkacenko@yandex.ru*

Поступила в редакцию 10.09.2020 г.
После доработки 09.10.2020 г.
Принята к публикации 10.10.2020 г.

Модуль предназначен для автоматизированного сбора и первоначальной обработки оптических сигналов с устройств на основе волоконного лазера с самосканированием частоты. Первичная обработка – поимпульсная нормировка данных – осуществляется на микроконтроллере. Далее сигнал передается на персональный компьютер для дальнейшей обработки в виде зависимости амплитуды сигнала от частотного отсчета. Оптимальные характеристики используемого аналого-цифрового преобразователя: частота дискретизации 5 МГц, разрядность не менее 8 бит. Работа модуля была апробирована в оптическом частотном рефлектометре для опроса волоконных датчиков.

DOI: 10.31857/S0032816221020099

ВВЕДЕНИЕ

Перестраиваемые лазеры широко применяются в различных областях науки и техники: в задачах опроса оптических датчиков, газовом анализе, спектроскопии и т.д. В большинстве случаев для плавного изменения лазерной частоты применяют различные спектральные перестраиваемые фильтры (решетки, призмы и т.д.), которые существенно усложняют конструкцию лазера. Ранее было показано, что существует класс волоконных импульсных лазеров с самоиндуцированным сканированием (для простоты, самосканированием) частоты, в которых перестройка частоты генерации происходит без использования специальных перестраиваемых элементов [1, 2].

Регулярная динамика оптической частоты обеспечивается непрерывным формированием динамических решеток показателя преломления и усиления в активной среде лазера [3, 4]. В этом случае спектральная динамика определяется динамикой интенсивности лазера – оптическая частота генерации меняется скачкообразно от импульса к импульсу на величину, кратную частоте межмодовых биений резонатора. В то же время существуют схемы резонатора лазера [3], в которых реализуется режим одночастотного самосканирования, когда каждый импульс состоит из одной продольной моды с шириной спектра ~1 МГц.

На данный момент самосканирование уже продемонстрировано в лазерах на основе различных легирующих добавок в различных спектральных диапазонах от 1 до 2.1 мкм [5–9]. Достаточно простая схема таких лазеров и относительно большой диапазон перестройки (до 26 нм [8]), а также малая мгновенная ширина лазерной линии (1 МГц) позволяют им конкурировать с другими перестраиваемыми узкополосными источниками в ряде приложений. В частности, на данный момент времени продемонстрирована работа ряда оптико-электронных устройств на основе волоконных лазеров с самосканированием - для опроса волоконных сенсорных линий на основе волоконных брэгговских решеток (в.б.р.) со спектральным [10] или пространственным [11, 12] разделением сигналов.

Основным препятствием для реализации подобных устройств является малоконтролируемый характер, а также наличие флуктуаций в параметрах излучения – все параметры излучения задаются внутренними процессами, происходящими в резонаторе лазера. В частотности, амплитуда и период следования импульсов, задающих спектральную динамику, имеют довольно большой разброс значений. По этой причине необходимо проводить непрерывное измерение параметров и учет изменений в процессе обработки сигналов.

Для этих целей в данной работе был выбран подход оцифровки сигналов с их дальнейшей цифровой обработкой. При этом, как будет показано ниже, для качественной оцифровки сигнала от лазера

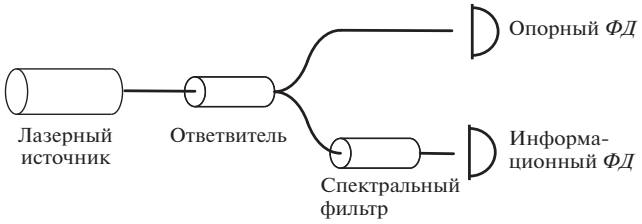

Рис. 1. Оптическая схема эксперимента. *ФД* – фотодиод.

с самосканированием частоты требуются высокоскоростные интерфейсы на уровне 100 Мбит/с и, как следствие, высокие производительные ресурсы. По этой причине был выбран подход, в котором первичная обработка данных – поимпульсная нормировка – происходит на микроконтроллере без передачи данных наружу в персональный компьютер (п.к.). Затем сигнал передается на п.к. для дальнейшей обработки в виде амплитуды сигнала от частотного отсчета (номера импульса).

Разработанный модуль был апробирован в оптическом частотном рефлектометре для опроса волоконных датчиков на основе в.б.р. [12]. Также с помощью этого модуля были определены оптимальные характеристики используемого аналого-цифрового преобразователя (а.ц.п.): частота дискретизации 5 МГц, разрядность не менее 8 бит. Ожидается, что эти результаты позволят сократить диапазон параметров при дальнейшей оптимизации работы модуля.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Описание оптической части

Волоконный лазер с самосканированием частоты генерирует последовательность микросекундных импульсов. Как уже было упомянуто выше, каждый импульс состоит из излучения с шириной спектра <1 МГц. При этом оптическая частота изменяется между импульсами на фиксированное значение (~5.5 МГц), определяемое полной длиной резонатора лазера. В спектральной области это проявляется как линейный дрейф оптической частоты или самосканирование. В прикладных задачах с использованием перестраиваемого излучения обычно требуется измерить спектральную функцию (пропускание или отражение) некоторого спектрального фильтра с высоким спектральным разрешением. Для этих целей, как правило, измеряется оптический сигнал (мощность) на входе и выходе спектрального фильтра. Выходной оптический сигнал от лазера с помощью волоконного разветвителя делится на две части (рис. 1). Первый сигнал (далее будем называть его информационным) проходит через спектральный фильтр с функцией пропускания (отражения), которую необходимо определить, попадает на фотоприемник 1. Второй сигнал (далее будем называть его опорным) напрямую поступает на фотоприемник 2.

Для определения характеристик спектральной функции фильтра необходимо произвести деления информационного сигнала на опорный сигнал. Однако задача усложняется импульсным характером генерации. По этой причине необходимо производить деление только для тех промежутков времени, когда лазер генерирует оптическое излучение, т.е. в моменты генерации импульсов. Учитывая, что каждый импульс состоит из монохроматического излучения, результатом деления будет коэффициент прохождения/отражения спектрального фильтра на одной определенной оптической частоте. Зависимость коэффициента пропускания/отражения для последовательности импульсов является спектральной функцией спектрального фильтра. Достаточно малый спектральный интервал между последовательно генерируемыми импульсами позволяет получить высокое спектральное разрешение.

Длительность и частота следования импульсов в лазере лежат в пределах от 1.5 до 2.5 мкс и от 40 до 100 кГц соответственно при варьировании мощности накачки лазера от 1 до 4 Вт. При этом задача поимпульсного деления усложняется тем, что значения периода следования, длительности и амплитуды импульсов не постоянны во времени и имеют разброс ~10% от среднего значения, т.е. временные положения импульсов заранее не детерминированы.

Наибольший спектральный диапазон сканирования (20 нм) наблюдается при мощности лазера накачки около 2 Вт. В этом случае период следования и длительность импульсов составляет примерно 16 и 2 мкс соответственно. Пиковая мощность импульсов на выходе лазера в этом случае достигала 250 мВт. Разрабатываемый модуль был опробован в схеме когерентного оптического рефлектометра [12], в котором в качестве спектрального фильтра используется интерферометр Маха–Цендера, имеющий гармонический вид функции пропускания. Характерный вид опорного и информационного сигналов, измеренных с помощью фотодетекторов (Thorlabs, DET01CFC, с шириной полосы пропускания 1 ГГц), представлен на рис. 2. Амплитуды для опорного и информационного сигналов были около 200 мВ каждый. Уровень сигнала на фотодетекторах регулировался с помощью дополнительных ослабителей. Два оптических сигнала с помощью фотодетекторов преобразуются в два электрических сигнала, которые далее поступают на модуль обработки сигналов.

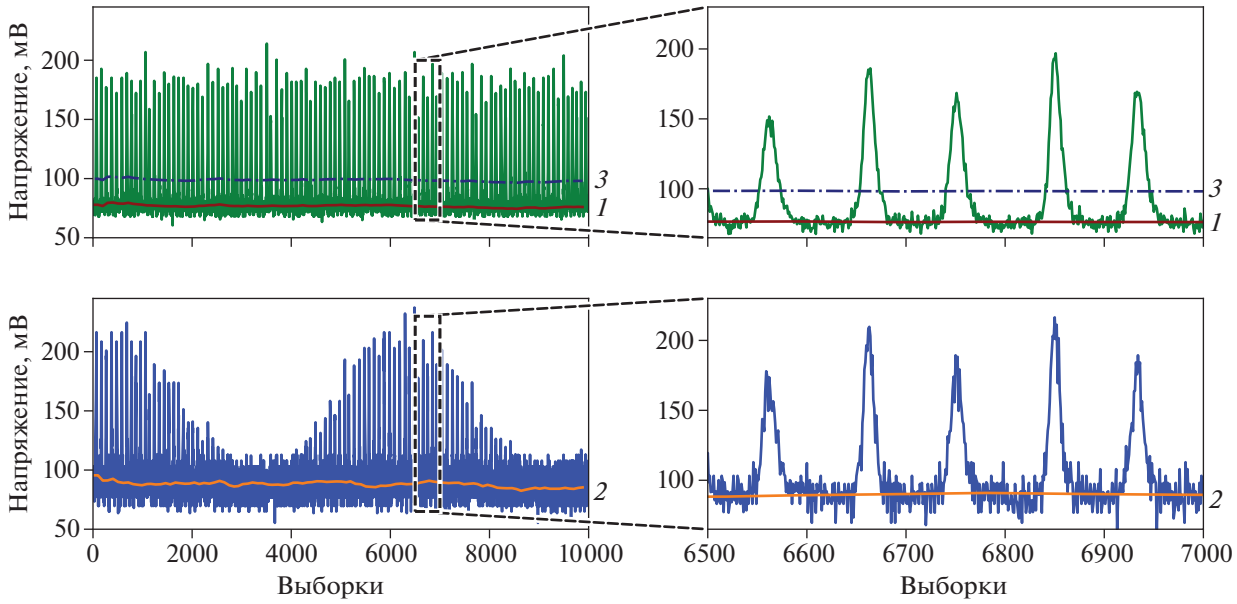

Рис. 2. Пример опорного (сверху) и информационного (снизу) сигналов в крупном (слева) и мелком (справа) масштабах: *1* и *2* – уровень виртуального “нуля” в сигналах, *3* – уровень срабатывания компаратора.

Описание работы модуля обработки сигналов

Комплекс состоит из двух частей — аппаратно-программного устройства для поиска пиков и программы для п.к., выполняющей разбивку потока данных на отдельные измерения с их последующей обработкой. Общая функциональная схема представлена на рис. 3. Аппаратная часть реализована на микроконтроллере stm32f303 (Cortex-M4, 32-бита, частота ядра 72 МГц). Встроенный *АЦП* обладает следующими характеристиками: две пары по 2 *АЦП* с синхронным захватом, с частотой дискретизации до 5 МГц и разрядностью 6, 8, 10 и 12 бит.

Обрабатывать нужно не весь поступающий сигнал, а только в момент появления импульсов. Для определения наличия импульса используется компаратор, который сравнивает информационный сигнал с пороговым напряжением и в случае, когда информационный сигнал больше порогового, на выходе компаратора формируется высокий уровень напряжения. По этому сигналу начинается аналого-цифровое преобразование 30 отсчетов (~6 мкс) – один кадр.

Выбор порогового напряжения компаратора определяется автоматически таким образом, чтобы, с одной стороны, находить все импульсы, а с другой, не реагировать на шум в моменты, когда нет оптического излучения (т.е. между импульсами). При этом в кадр попадает часть фронта импульса для определения пиковой мощности в импульсе, а также часть сигнала по завершении переходных процессов от импульса для определения фонового уровня. В последнем случае из кадра берется только одна самая последняя точка.

Далее, полученный уровень виртуального “нуля” непрерывно усредняется по последним 10 периодам следования импульсов (см. линии *1* на рис. 2). Как уже было сказано выше, компаратор не должен реагировать на помехи. Для этого к усредненному значению нуля добавляется постоянное смещение ~ 20 мВ (линии *3* на рис. 2) и далее передается в *ЦАП* для управления опорным напряжением компаратора (обратная связь на рис. 3). Это постоянное смещение подбиралось экспериментально исходя из длительности импульсов и уровня шумов (175 отсчетов 12-битного *ЦАП*).

Процедура поиска пиков проходит в следующем порядке:

1) поиск максимального значения амплитуды (вершина импульса) в опорном сигнале;

2) в соответствующем временном интервале поиск амплитуды информационного сигнала;

3) определение уровня нуля сигнала с помощью последней оцифрованной точки в кадре; для уменьшения влияния помех это значение для каждого сигнала отдельно усредняется по нескольким последовательным кадрам; число усреднений было подобрано экспериментально и составляло 10 кадров;

4) из полученных значений вершин импульса в опорном и информационном сигналах вычитаются соответствующие уровни нуля;

5) итоговые значения передаются для дальнейшей обработки на компьютер.

Рис. 3. Функциональная схема модуля поимпульсного деления. *АЦП* – аналого-цифровой преобразователь, *ЦАП* – цифроаналоговый преобразователь.

Далее сигналы обрабатываются с помощью программного обеспечения на основе модульной системы Khameleon [13] на п.к. В непрерывном потоке данных (рис. 4) можно заметить периодическое изменение амплитуд сигналов, что связано с изменением частоты следования импульсов и пиковой оптической мощности в течение времени одного сканирования лазера. Время одного сканирования составляет порядка 20 с.

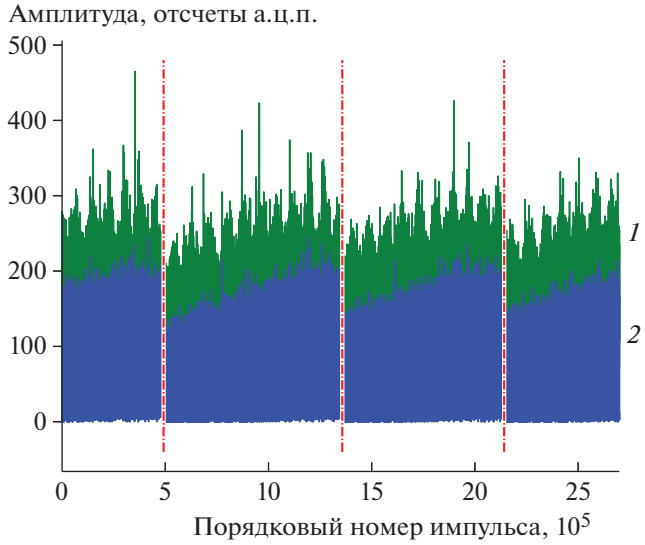

Рис. 4. Пример потока данных опорного (*1*) и информационного (*2*) сигналов. Отдельные измерения разделены вертикальными линиями, длительность одного измерения ~ 20 с.

Особенность работы волоконного лазера с самосканированием частоты не позволяет генерировать синхросигнал для нового сканирования длины волны. По этой причине поиск и разделение полученного сигнала на отдельные сканы происходит на п.к. Для этого опорный сигнал непрерывно усредняется с окнами в 30 и 2000 точек, которые далее будем называть “быстрым” и “долгим” усреднениями, соответственно (рис. 5). Далее из текущего значения “долгого” усреднения вычитается “быстрое”. Для получившейся разности высчитывается знак. При переходе через границу практически всегда происходит резкое падение сигнала или рост разностного сигнала (кривая *4* на рис. 5). Стоит отметить, что для повышения помехоустойчивости алгоритма, разностный сигнал должен превышать определенное пороговое значение, так как иногда возможны случайные выбросы. Критерием поиска границы считается, когда разностный сигнал превышает пороговое значение для нескольких последовательных точек.

Однако на границе последовательных сканов не всегда возникает достаточно резкий перепад, и в этом случае переход менее выражен (рис. 5б, 5в) и граница не детектируется. Это связано с появлением флуктуации пиковой мощности лазера, из-за которых практически пропадает различие между “долгим” и “быстрым” усреднениями. Экспери-

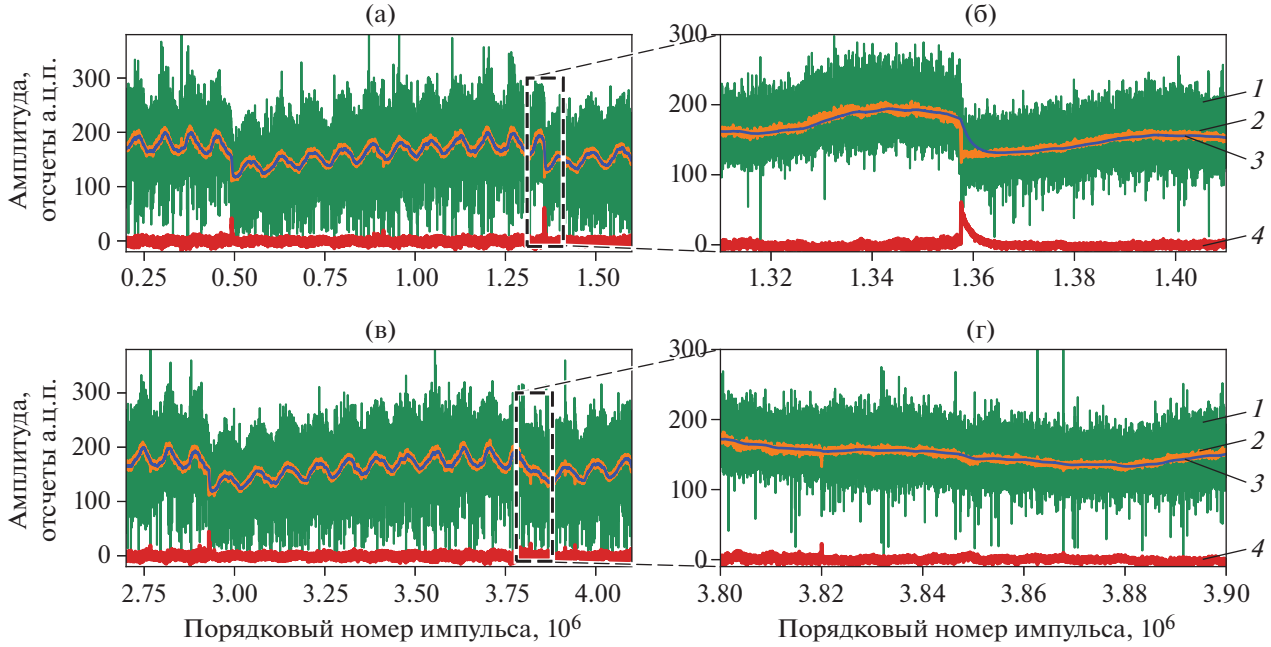

Рис. 5. Примеры сигналов, включающие границу сканирования с различным усреднением: **а** – удачная реализация, позволяющая определить границу, **в** – реализация с недетектируемой границей, **б, г** – переходные области в увеличенном масштабе для рисунков **а** и **в** соответственно: *1* – исходный сигнал, *2* – "быстрые" усреднения, *3* – "долгие" усреднения, *4* – разница между "долгими" и "быстрыми" усреднениями.

менты показали, что вероятность таких событий составляет не более 3% от общего числа данных. Это приводит к тому, что такие соседние сканы не учитываются и теряется ~6% данных для последующей обработки.

Затем полученный кадр передается в следующий программный модуль для обработки. Вся дальнейшая обработка ведется на языке Python. На данный момент при помощи опорного сигнала происходит нормализация информационного сигнала. Далее происходит преобразование Фурье от зависимости результата деления двух сигналов от номера импульса. В частности, результаты работы модуля представлены в работе [12].

На примере задачи применения волоконного лазера с самосканированием частоты для частотного рефлектометра было проанализировано влияние параметров а.ц.п. (разрядность и частота дискретизации) на измеряемый сигнал. Для этого электрические сигналы оцифровывались с помощью коммерческого осциллографа (LeCroy, WavePro 725Zi-A) с частотой дискретизации 5 МГц и максимальной разрядностью а.ц.п. (11 бит) общей длительностью порядка 2 с, что было ограничено памятью осциллографа.

Определим частоту дискретизации а.ц.п., необходимую для оцифровки сигнала. В случае небольшой частоты дискретизации вместо ожидаемого сигнала в виде импульсов будут наблюдаться хаотичные пики либо отсутствие сигнала. Хаотичность связана с тем, что вершина импульса может попасть между двумя отсчетами, и соответственно, она не будет оцифрована. Как результат это приведет не просто к увеличению ошибки измерения, а к невозможности выявить эту ошибку, так как данные были утрачены в момент оцифровки. В случае высокой частоты дискретизации появится необходимость использования значительных вычислительных ресурсов, что приведет к удорожанию устройства. Экспериментально установлено, что оптимальная частота дискретизации сигнала составляет порядка 5 МГц. При данной частоте один импульс будет состоять из около 20 точек, а на окрестность вершины его приходится 3–5 точек.

Далее определим разрядность а.ц.п., необходимую для решения поставленной задачи. Исходный набор данных был переоцифрован с различными разрешениями по амплитуде: 6, 8 и 10 бит. Проводя аналогичное поимпульсное деление и преобразование Фурье были найдены итоговые рефлектограммы при разных разрядностях а.ц.п. (рис. 6). Результаты показывают, что увеличение разрядности приводит к увеличению отношения сигнал/шум: 37.4, 44.2 и 44.8 дБ для 6, 8 и 10 бит соответственно.

Такое поведение качественно согласуется с результатами работы [14], где получено, что увеличение дискретизации на 1 бит приводит к улучшению отношения сигнал/шум на 6 дБ. Однако

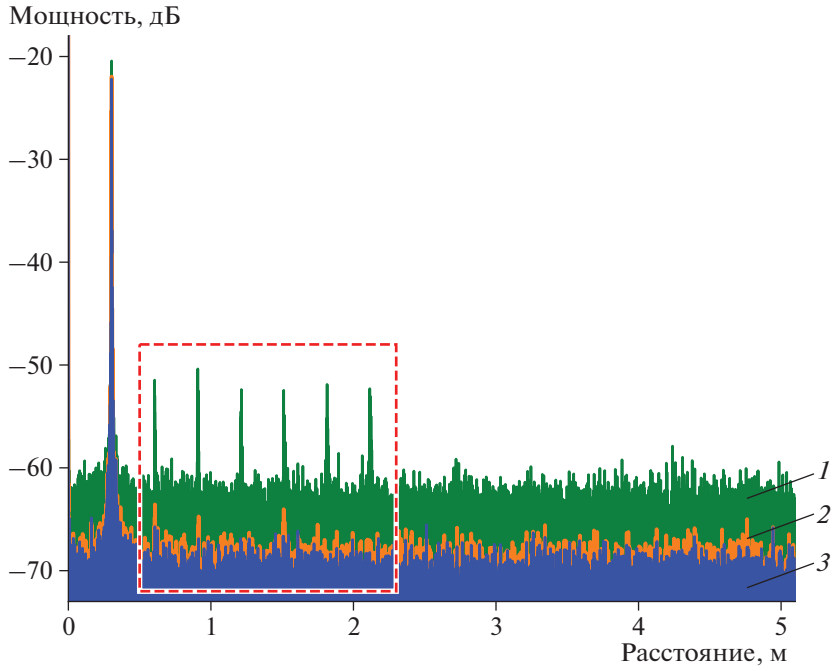

Рис. 6. Рассчитанные рефлектограммы в зависимости от разрядности а.ц.п.: *1* – 6 бит, *2* – 8 бит, *3* – 10 бит. Аномальные выбросы для 6 бит выделены прямоугольником.

можно заметить, что это соотношение верно для оцифровки гармонического сигнала. По этой причине необходима корректировка выражения. Также можно заметить, что увеличение разрядности с 8 до 10 бит не дает существенного улучшения (0.6 дБ) отношения сигнал/шум, что свидетельствует о том, что отношение в этом случае уже определяется другими факторами (шумами источника, фотоприемника и т.д.). По этой причине дальнейшее увеличение разрядности дискретизации в текущей схеме не имеет большого значения. Из анализа следует, что для решения поставленной задачи требуется оцифровка сигнала с дискретизацией а.ц.п. 8 и более бит. Также можно заметить, что при разрядности менее 8 бит в рефлектограмме наблюдается появление паразитных пичков (выделены прямоугольником на рис. 6).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из-за флуктуации значений пиковой мощности импульсов во времени в волоконном лазере с самосканированием частоты возникает необходимость производить непрерывное нормирование измеряемых сигналов для создания схем спектральных измерений на его основе. Решение этой задачи может быть выполнено с помощью аналогового деления сигналов на аппаратном уровне или с помощью цифрового деления нескольких сигналов, оцифрованных с помощью а.ц.п.

В данной работе был выбран второй путь, так как он позволяет использовать более гибкий подбор параметров обработки (выбор уровня сигнала, определение положения импульса во времени и т.д.). Однако можно ожидать, что правильный набор параметров обработки может быть также перенесен и на подход с аналоговым делением, что существенно упростит схемы измерений.

Разработанный нами модуль позволяет не только проводить поимпульсное деление, но и находить границы областей сканирования лазера. Стоит отметить, что флуктуации границ могут достигать 10% от ширины области сканирования. Эксперименты показали, что скачок средней величины пиковой мощности на границах областей сканирования позволяет разделить сигнал на различные сканы. Однако такой подход имеет свои недостатки, так как некоторые события пропускаются из-за малой величины скачка. Чтобы увеличить точность определения границ, можно применять более сложные алгоритмы обработки, такие как вейвлет-преобразование. Ожидается, что это должно позволить выделить более формализованные признаки для обоих типов границ, что повысит точность их определения. Стоит заметить, что дальнейшие операции (например, накопление данных с целью усреднения) с последовательными отдельными сканами затруднены по причине флуктуации начальной границы сканирования. Для решения этой задачи могут быть применены оптические подходы по стабилиза-

ции границ сканирования с помощью слабых узкополосных селекторов, которые позволяют уменьшить флуктуации до долей процентов от ширины области сканирования [15, 16].

Из-за того, что предполагается работа в непрерывном режиме, при использовании двух каналов с частотой дискретизации 5 МГц и разрядностью 8 бит, интерфейс должен иметь пропускную способность от 80 Мбит/с. Данную скорость можно обеспечить, например, интерфейсами PCI Express и USB начиная с версии 2.0 (High-Speed). Данный поток данных налагает определенные требования как к самому а.ц.п. (осциллографу), так и к п.к. и реализации программного обеспечения.

Для сравнения ниже приведены примеры коммерчески доступных а.ц.п., которые имеют характеристики, удовлетворяющие поставленной задаче:

ЛА-н150-14PCI: а.ц.п. 14 разрядов; 2 синхронных канала, максимальная частота дискретизации 10 МГц [17];

ЛА-н20-12PCI: а.ц.п. 12 разрядов; 2 синхронных канала; частоты дискретизации 50; 25; 12.5...0.391 МГц [17];

USB-1402: высокоскоростной 14-битный модуль а.ц.п. на шину USB3.0, 14 бит, 50 МГц на канал [18].

К недостаткам рассмотренных решений можно отметить только высокую стоимость по сравнению с использованной платой с микроконтроллером stm32f303.

Как результат, был реализован программно-аппаратный комплекс, который позволяет детектировать сигнал от устройств на основе волоконного лазера с самосканированием частоты. Комплекс позволяет обрабатывать сигнал со следующими характеристиками:

– период следования импульсов от 13 мкс;

– длительность импульса от 2 мкс (что соответствует ~10 точкам);

– максимальная амплитуда импульса 3.2 В;

– минимальный уровень входного сигнала –1 В;

– время сбора данных ограниченно вместимостью памяти компьютера.

Работа модуля апробирована на когерентном оптическом частотном рефлектометре на основе волоконного лазера с самосканированием частоты [12].

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках проекта № 18-12-00243 Российского научного фонда. В работе использовалось оборудование Центра коллективного пользования “Высокоразрешающая спектроскопия газов и конденсированных сред” Института автоматики и электрометрии СО РАН.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Kir'yanov A.V., Il'ichev N.N.* // Laser Phys. Lett. 2011. V. 8. № 4. P. 305. https://doi.org/10.1002/lapl.201010138
2. *Lobach I.A., Babin S.A., Kablukov S.I., Podivilov E.V.* // Opt. Express. 2011. V. 19. Issue 18. P. 17632. https://doi.org/10.1364/OE.19.017632
3. *Lobach I.A., Kablukov S.I., Podivilov E.V., Babin S.A.* // Laser Phys. Lett. 2014. V. 11. № 4. P. 045103. https://doi.org/10.1088/1612-2011/11/4/045103
4. *Peterka P., Honzátko P., Koška P., Todorov F., Aubrecht J., Podrazký O., Kašík I.* // Opt. Express. 2016. V. 24. Issue 14. P. 16222. https://doi.org/10.1364/OE.24.016222
5. *Kashirina E.K., Lobach I.A., Kablukov S.I.* // Opt. Lett. 2019. V. 44. Issue 9. P. 2252. https://doi.org/10.1364/OL.44.002252
6. *Lobach I.A., Kablukov S.I., Melkumov M.A., Khopin V.F., Babin S.A., Dianov E.M.* // Opt. Express. 2015. V. 23. Issue 19. P. 24833. https://doi.org/10.1364/OE.23.024833
7. *Navratil P., Peterka P., Vojtisek P., Kasik I., Aubrecht J., Honzatko P., Kubecek V.* // Opto-Electronics Rev. 2018. V. 26. Issue 1. P. 29. https://doi.org/10.1016/j.opelre.2017.11.004
8. *Budarnykh A.E., Vladimirskaya A.D., Lobach I.A., Kablukov S.I.* // Opt. Lett. 2018. V. 43. Issue 21. P. 5307. https://doi.org/10.1364/OL.43.005307
9. *Aubrecht J., Peterka P., Koška P., Podrazký O., Todorov F., Honzátko P., Kašík I.* // Opt. Express. 2017. V. 25. Issue 4. P. 4120. https://doi.org/10.1364/OE.25.004120
10. *Ткаченко А.Ю., Лобач И.А.* // Прикладная фотоника. 2016. Т. 3. № 1. С. 37. https://doi.org/10.15593/2411-4367/2016.01.03
11. *Tkachenko A.Yu., Lobach I.A., Kablukov S.I.* // Quantum Electronics. 2019. V. 49. № 12. P. 1121. https://doi.org/10.1070/QEL17165
12. *Ткаченко А.Ю., Смолянинов Н.Н., Скворцов М.И., Лобач И.А., Каблуков С.И.* // ПТЭ. 2020. № 4. С. 102. https://doi.org/10.31857/S0032816220040333
13. https://sourceforge.net/projects/khameleon/
14. *Bennett W.R.* // Bell System Technical J. 1948. V. 27. Issue 3. P. 446. https://doi.org/10.1002/j.1538-7305.1948.tb01340.x
15. *Tkachenko A.Yu., Vladimirskaya A.D., Lobach I.A., Kablukov S.I.* // Opt. Lett. 2018. V. 43. Issue 7. P. 1558. https://doi.org/10.1364/OL.43.001558
16. *Tkachenko A.Yu., Lobach I.A., Podivilov E.V., Kablukov S.I.* // Quantum Electronics. 2018. V. 48. № 12. 2018. P. 1132. https://doi.org/10.1070/QEL16854
17. http://rudshel.ru/daq_board.html
18. http://www.r-technology.ru/products/adc/index.php