Схема стабилизации фазы и времени прихода ультракоротких лазерных импульсов для волоконной системы когерентного суммирования пучков излучения

А.В.Андрианов, А.П.Коробейникова

Представлен алгоритм для одновременного измерения фазы и времени прихода оптических импульсов относительно импульса опорного канала с помощью одного многоэлементного детектора. На основе данного алгоритма разработана простая оптоэлектронная схема стабилизации фазы и времени прихода импульсов для работы в волоконной системе когерентного суммирования ультракоротких (в том числе чирпированных) импульсов. Исследованы характеристики разработанной схемы. В частности, достигнута скорость измерения фазы 25000 отсчетов в секунду, продемонстрирована граничная частота стабилизации фазы в петле обратной связи ~ 2 кГц, получена точность измерения времени прихода ~ 5% от спектрально-ограниченной длительности импульса при скорости измерения до 5 отсчетов в секунду. В эксперименте по когерентному суммированию излучений двух каналов импульсной волоконной системы на длине волны 1030 нм продемонстрированы стабилизация фазы с точностью лучше λ/100, точность установки задержки 10 фс при спектрально-ограниченной длительности импульсов ~ 200 фс и получена эффективность суммирования 94%.

Ключевые слова: *когерентное суммирование пучков излучения, оптический фазовый детектор, ультракороткие импульсы, активная стабилизация фазы.*

1. Введение

Многоканальные лазерные системы с когерентным суммированием пучков излучения привлекают большое внимание, поскольку позволяют достигать многократного увеличения мощности и энергии лазерного излучения. Особенную актуальность проблема увеличения мощности излучения приобретает для фемтосекундных и волоконных лазерных систем, где определяющую роль играют нелинейные эффекты и оптический пробой. Чтобы обойти эти ограничения, широко обсуждаются и исследуются идеи построения системы на основе многоканального волоконного усилителя, выходные пучки которого затем когерентно суммируются [1 – 5]. Из-за неизбежного влияния изменения температуры, вибраций и акустического шума возникают случайные флуктуации относительный фазы излучения между каналами лазерной системы. Поэтому для осуществления эффективного когерентного суммирования необходима схема стабилизации относительной фазы суммируемых пучков излучения. В случае суммирования широкополосных и ультракоротких импульсов, которому в настоящей работе уделяется основное внимание, к этому добавлена задача выравнивания и стабилизации времени прихода импульсов [4, 5]. Точность, с которой необходимо поддерживать фазу, определяется требованиями к стабильности мощности суммарного излучения и обычно составляет 0.01 – 0.1 длины волны. Необходимая точность выравнивания времени прихода импульсов равна ~ 0.1 их длительности [4, 5].

А.В.Андрианов, А.П.Коробейникова. Федеральный исследовательский центр Институт прикладной физики РАН, Россия, 603950 Н.Новгород, ул. Ульянова, 46; e-mail: alex.v.andrianov@gmail.com

Поступила в редакцию 18 мая 2020 г.

Реализации когерентного суммирования в волоконных системах в режиме ультракоротких импульсов посвящено достаточно большое количество работ. Следует выделить проекты ICAN и XCAN [6, 7], направленные на демонстрацию суммирования излучений большого числа (около 100 в качестве промежуточного шага и десятков тысяч в перспективе) волоконных усилителей чирпированных импульсов с последующим сжатием в компрессоре импульса суммарного пучка излучения до фемтосекундной длительности.

Мы также, следуя общей концепции, разрабатываем систему с когерентным суммированием пучков на основе задающего фемтосекундного лазерного источника излучения с длиной волны ~ 1 мкм, волоконного многоканального разветвителя и массива иттербиевых волоконных усилителей, выходные сигналы которых предполагается суммировать с использованием схемы с мозаично заполненной апертурой. В нашей системе, кроме суммирования пучков в один пучок, мы предполагаем также исследовать возможность синтеза различных конфигураций суммарного поля путем управления амплитудами и фазами отдельных пучков излучения. Это требует специальной схемы детектирования и стабилизации фаз, в которой предусмотрена возможность задавать целевые значения фазы независимо в каждом канале в полном диапазоне $0 - 2\pi$. Предполагается, что амплитуда в каналах нашей системы будет изменяться за счет изменения мощностей накачки в оконечных каскадах многоканального усилителя, что приведет к изменению теплового режима их работы и, следовательно, к заметному изменению времени прихода импульсов в каналы. Это требует разработки системы измерения и стабилизации времени прихода импульсов. Устройство, обеспечивающее выполнение указанных задач, должно иметь достаточное быстродействие и быть весьма простым и дешевым, чтобы его можно было тиражировать на много каналов.

В настоящей работе представлены алгоритмы для одновременного измерения фазы и времени прихода импульсов с помощью одного детектора, предложена эффективная техническая реализация оптоэлектронного устройства для стабилизации данных параметров на основе этих алгоритмов и исследованы его характеристики на примере маломощной системы когерентного суммирования излучений двух волоконных каналов. Благодаря простой технической реализации в дальнейшем предполагается использование массива данных детекторов для построения мощной многоканальной системы с когерентным суммированием пучков.

Стоит отметить, что существуют схемы фазировки пучков, в которых фазы пучков излучения не измеряются. В этих схемах измеряется единственная величина (целевая функция) – интенсивность суммарного пучка излучения, а необходимые величины компенсации фазы (и соответствующие управляющие сигналы на фазовые модуляторы) подбираются с помощью итерационного алгоритма (например, градиентного спуска [8]) максимизации целевой функции. Однако данный метод не позволяет непосредственно устанавливать желаемые фазы отдельных пучков излучения. Существует метод измерения относительных фаз в каналах, также требующий лишь одноэлементного детектора интенсивности суммарного пучка. Метод основан на целенаправленном внесении в каждый канал небольшой фазовой модуляции, происходящей на уникальной для каждого канала частоте (отсюда название метода, принятое в иностранной литературе, – frequency tagging) [9]. С помощью цифровой обработки сигнала детектора можно выделить вклад каждого канала и восстановить его фазу. При большом числе каналов требуемая частота модуляции становится сравнимой с частотой следования импульсов, что делает этот метод плохо масштабируемым. Общим недостатком приведенных выше методов является невозможность измерения временной задержки импульсов.

Наиболее прямой метод измерения фазы и времени прихода сигналов в системах с когерентным суммированием основан на наблюдении их интерференции с сигналом опорного пучка. В этом методе используется один выделенный канал, относительно фаз и задержек в котором измеряются фазы и временные задержки импульсов в остальных каналах. На основе этого метода мы разработали алгоритм и техническую реализацию схемы, позволяющей измерять как фазу, так и временную задержку сигнала относительно сигнала опорного пучка и пригодной для стабилизации данных параметров в системе с когерентным суммированием пучков. Характерные частоты, на которых происходят флуктуации фазы излучения, зависят от конкретной реализации, но для волоконных систем, аналогичных проектируемой нами, они лежат в диапазоне до единиц килогерц [10–13]. Значимые флуктуации задержек импульсов имеют достаточно большой характерный временной масштаб, поскольку они вызваны в первую очередь тепловыми эффектами. Поэтому для работы цепи обратной связи в системе с когерентным суммированием пучков основное значение имеет скорость работы системы стабилизации фазы.

2. Оптическая схема детектора

Рассмотрим вначале схему детектора (рис.1, *а*), который позволяет измерять только фазу сигнала относительно фазы сигнала опорного пучка. Измеряемый и опорный пучки объединяются на светоделителе и направляются на детектор интенсивности, которая изменяется в зависимости от разности фаз пучков излучения. В простейшей схеме с одноэлементным детектором имеется неоднозначность в определении фазы: сигнал с детектора одинаков для разности фаз φ и $2\pi - \varphi$. Для устранения этой неоднозначности мы используем схему, в которой пучки пересекаются на детекторе под небольшим углом. При этом образуется картина интерференционных полос. По сдвигу положения полос можно однозначно определить фазу измеряемого пучка излучения относительно опорного. Схема данного оптического детектора приведена на рис.1, *а*.

Для наблюдения интерференционной картины необходимы многоэлементный детектор и алгоритм восстановления фазы по сдвигу интерференционных полос. Это, на первый взгляд, усложняет систему, однако при соответствующем выборе элементной базы схема может быть сделана простой и дешевой, сопоставимой по количеству и стоимости элементов со схемой с одноэлементным детектором. Кроме того, схема с многоэлементным детектором обладает значительно большими возможностями по обработке сигнала. Отметим, что детектор фазы на основе интерференционного принципа и использовании CCD-камеры в качестве оптического сенсора был рассмотрен в работах [10–12].

Для получения возможности измерения задержки импульса относительно импульса опорного канала схема детектора может быть модифицирована таким образом, что-

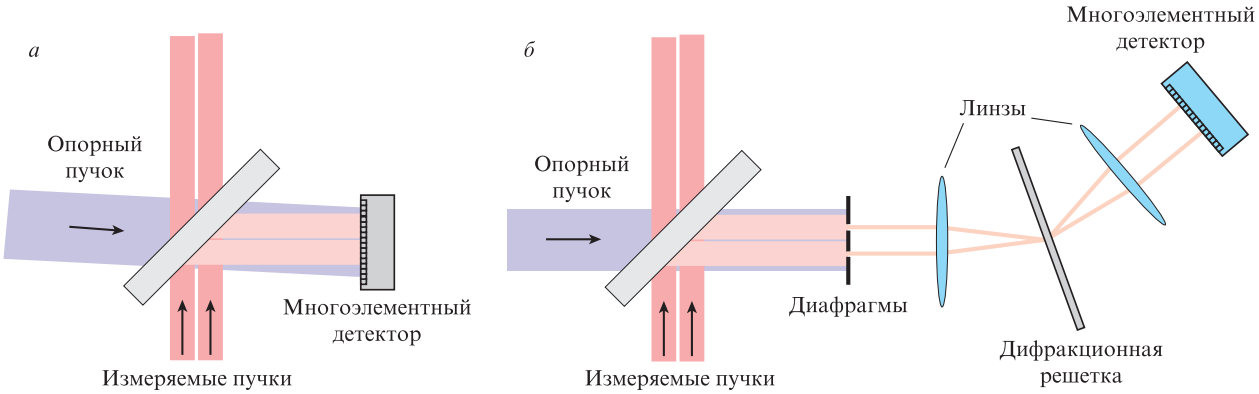

Рис.1. Схема детектора фазы излучения нескольких пучков относительно фазы опорного пучка (*а*) и модифицированная схема, позволяющая дополнительно измерять временную задержку сигнальных импульсов относительно опорного импульса (*б*).

бы на детекторе наблюдалась интерференция пучков излучения, разложенных в спектр (рис.1, *б*). При этом опорный и измеряемый пучки могут быть параллельны. Сразу за светоделителем устанавливается маска с прорезями, в которые попадают центры измеряемых пучков, играющие роль входных щелей монохроматора. Далее схема представляет собой простейший спектрометр, который посредством двух линз и дифракционной решетки переносит изображение пучков после маски на многоэлементный детектор с разложением в спектр по поперечной координате. Нужно отметить, что для системы с многими пучками может использоваться одна система линз и одна дифракционная решетка соответствующей апертуры.

Будем считать, что спектральные амплитуды измеряемого и опорного импульсов излучения одинаковы и заданы комплексной функцией $A(\omega)$, где ω – оптическая частота. При наличии разности фаз φ и задержки T измеряемого импульса относительно опорного его спектральная амплитуда может быть записана в виде

$$S_1 = A(\omega)\exp(\mathrm{i}\omega T + \mathrm{i}\varphi). \quad (1)$$

Интенсивность излучения на детекторе можно приближенно представить как

$$I(x) \propto |A(\alpha x)|^2 |1 + \exp(\mathrm{i}\alpha x T + \mathrm{i}\varphi)|^2, \quad (2)$$

где α – коэффициент масштабирования, связывающий пространственную координату x и частоту ω (определяется дифракционной решеткой и линзами). При необходимости этот коэффициент может быть найден после соответствующей калибровки схемы.

Из выражения (2) следует, что интерференционная картина на детекторе представляет собой интерференционные полосы, период которых зависит от временной задержки T, а сдвиг их положения вдоль x – от разности фаз φ. Это позволяет одновременно определять обе эти величины из одного измерения многоэлементным детектором. Отметим, что абсолютные значения T и φ, конечно же, зависят от многих факторов, однако для системы обратной связи важно лишь поддержание этих параметров около некоторых опорных значений. Оптимальный с точки зрения последующей обработки период интерференционных полос может быть установлен с помощью сдвига по времени опорного импульса на некоторую величину T_0. Нужно отметить, что существует альтернативный подход к определению времени прихода, основанный на измерении разности фаз между исследуемым и опорным пучками излучений на двух различных длинах волн с помощью двух фазовых детекторов [13]. Данный метод требует использования достаточно узкополосных фильтров и вдвое большего числа детекторов, что делает его сложнее с точки зрения практической реализации.

Подчеркнем, что предлагаемый алгоритм измерения пригоден для импульсов с любой длительностью и спектральной фазой (в том числе и для сильно растянутых и чирпированных импульсов) при условии совпадения фаз опорного и измеряемого сигналов, что следует из выражения (2) и позволяет устанавливать детектор на основе нашего алгоритма до компрессора импульсов. Это отличает наш алгоритм от методов, основанных на нелинейных процессах (например, на максимизации интенсивности излучения суммарной частоты опорного и измеряемого излучений), которые работают только для сжатых импульсов и не могут непосредственно использоваться для длинных чирпированных импульсов. Относительная точность нашего алгоритма (отношение погрешности измерения временного сдвига к спектрально-ограниченной длительности импульса) не зависит от самой длительности импульса и ширины спектра излучения, что достигается выбором подходящего коэффициента масштабирования α.

3. Электронная схема детектора

В результате анализа различных электронных компонентов был выбран вариант, который позволяет создать схему обратной связи на основе очень малого числа недорогих элементов, обладающую при этом высокой скоростью работы, значительной гибкостью и простой масштабируемостью на множество каналов. Требуемые элементы стандартны, поэтому легко доступны, дешевы и надежны.

Схема электронной системы приведена на рис.2. Система предназначена для работы в схеме когерентного суммирования пучков, поэтому предполагает реализацию алгоритма обратной связи и выходы для управления исполнительным элементом с целью подстройки фазы. В качестве исполнительного элемента используется пьезопластина с приклеенным к ней оптическим волокном, которое растягивается при приложении напряжения к пластине и тем самым позволяет управлять фазой и задержкой импульса излучения.

Схема состоит из многоэлементного оптического детектора, микроконтроллера и двух высоковольтных усилителей, формирующих сигнал обратной связи на пьезоэлементы. Отметим, что один блок детектора предназначен для работы сразу с двумя каналами, полностью независимыми друг от друга.

В качестве многоэлементного детектора мы выбрали широко распространенную одномерную светочувствительную линейку TSL1401CCS. Данная сверхкомпактная линейка (размер 8.8 × 1 мм) чувствительна до длин волн ~1.09 мкм, имеет 128 фоточувствительных элементов размером 64 × 64 мкм, а также встроенную схему формирования управляющих сигналов и систему предварительного усиления. Ее особенностью является возможность работы на весьма высокой частоте – до 30000 полных кадров по 128 пикселей в секунду. Поскольку мы разрабатываем схему для работы одновременно с двумя каналами, чувствительная область оптического сенсора делится на две части по 64 пикселя для каждого канала.

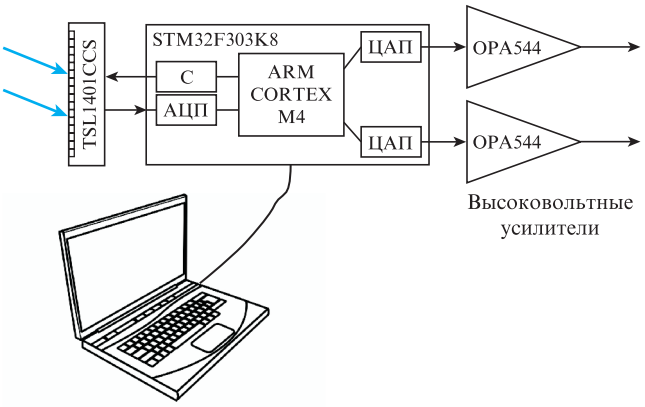

Рис.2. Схема детектора фазы и временной задержки оптических импульсов (С – синхронизатор).

Обработка информации и реализация алгоритма обратной связи выполняются с помощью микроконтроллера STM32F303K (STMicroelectronics), который содержит все необходимые компоненты (быстрый аналого-цифровой преобразователь (АЦП), вычислительное ядро и два цифроаналоговых преобразователя (ЦАП)). При этом контроллер дешев, компактен и требует минимума внешних электронных элементов.

Схема работает следующим образом. Оптический сигнал (картина интерференции измеряемого и опорного пучков) попадает на светочувствительную линейку. Аналоговый сигнал с линейки поступает непосредственно на АЦП микроконтроллера и преобразуется в цифровой формат. Далее осуществляется программная обработка сигнала. Изображение на линейке имеет некоторую плавную огибающую и интерференционные осцилляции. Для нахождения фазы интерференционных осцилляций применен следующий алгоритм. На выходе АЦП формируется оцифрованный сигнал, дискретные отсчеты которого обозначим a_n ($n = 1, ..., N$, $N = 64$ – число пикселей на один канал). Вычисляются две суммы, эквивалентные численному интегрированию:

$$S = \sum_{n=1}^{N} a_n s_n, \quad C = \sum_{n=1}^{N} a_n c_n. \tag{3}$$

Здесь s_n и c_n – квадратурные функции, которые могут быть выбраны в виде

$$\begin{aligned} s_n &= \exp[-p(n - N/2)^2]\sin(qn), \\ c_n &= \exp[-p(n - N/2)^2]\cos(qn), \end{aligned} \tag{4}$$

где p и q – коэффициенты, выбираемые на основе вида измеряемой функции. Далее фаза измеряемого излучения относительно опорного может быть рассчитана как $\varphi = \arctan(S/C)$. В нашей системе нам необходима стабилизация фазы вблизи заданного значения ϕ (которое может быть любым от $-\pi$ до π), поэтому, чтобы избежать работы вблизи разрывов функции $\arctan(S/C)$, удобнее сразу рассчитать разность измеренной фазы и ее целевого значения:

$$\varphi - \phi = \arctan\left(\frac{S\cos\phi - C\sin\phi}{C\cos\phi + S\sin\phi}\right). \tag{5}$$

Выбор в качестве квадратурных функций синуса и косинуса с дополнительной гауссовой огибающей, которая спадает к краям сетки практически до нуля, обусловлен необходимостью исключить влияние краев изображения. Пример измеренных изображений и квадратурных функций приведен на рис.3.

Разработанный алгоритм измерения фазы черезвычайно избыточен по входным данным, поэтому весьма устойчив к шумам, нечувствителен к уменьшению амплитуды всего сигнала и отдельных пикселей, к видности интерференционных полос.

Мгновенное значение фазы используется на входе программного алгоритма пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД) регулятора [14], формирующего сигналы обратной связи. Сигналы преобразуются в управляющее напряжение с помощью встроенных в контроллер ЦАП и поступают непосредственно на высоковольтный усилитель. Усиленное напряжение подается на пьезоэлементы, растягивающие волокна [15, 16]. Частота обработки полных кадров от фоточувствительной линейки – около 30000 кадров в секунду, при этом измеренное время отклика схемы (от изменения фазы оптического сигнала до формирования ответного сигнала на пьезоэлемент) составляет ~40 мкс. Это позволяет реализовать ширину полосы обратной связи до нескольких килогерц [14], что актуально для подавления высокочастотных вибраций и акустических шумов. Исследование спектральных характеристик шумоподавления приведено в разд.4. Отметим, что системы с килогерцевой полосой шумоподавления разрабатываются ведущими мировыми группами для систем суммирования большого числа пучков фемтосекундного излучения на выходе волоконных каналов [11, 12].

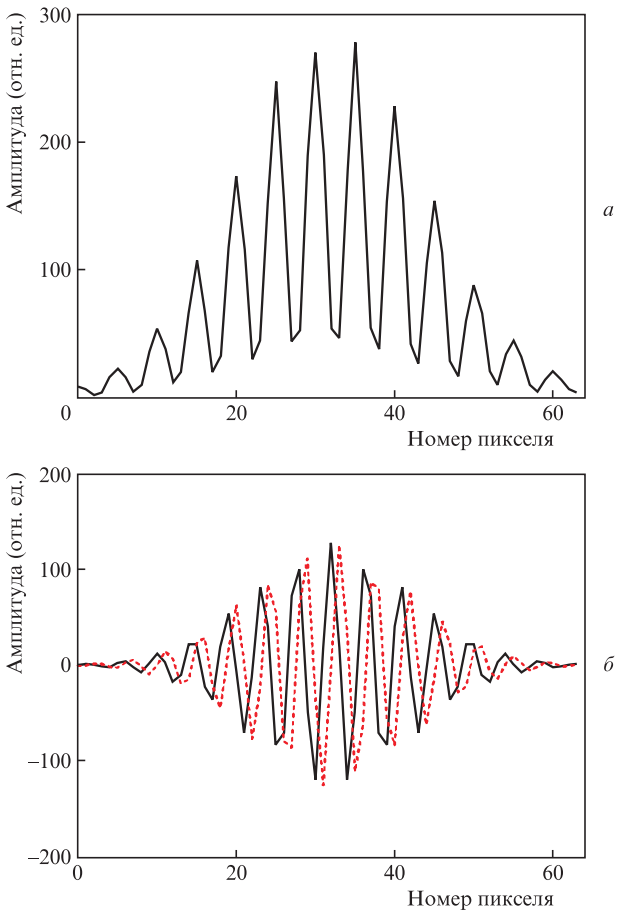

Рис.3. Интерференционная картина, зарегистрированная сенсором (*а*), и квадратурные функции c_n (сплошная кривая) и s_n (пунктир) (*б*).

При работе системы обратной связи разность фаз сигнального и опорного пучков излучения поддерживается на уровне заданного значения ϕ, при этом изменение оптического пути, компенсируемое пьезоэлементом, может составлять большое число длин волн (в нашем случае до ~20). Для возможности работы системы после достижения предела регулирования пьезолемента был реализован алгоритм «разгрузки», который состоял в возврате управляющего сигнала в пределы диапазона регулирования за счет его изменения (увеличения или уменьшения) на величину, эквивалентную изменению длины оптического пути на целое число длин волн (в нашем случае на два).

В идеальном случае при стабилизации фазы полный оптический путь в канале остается неизменным, следовательно, время прихода импульса тоже автоматически остается стабильным. Однако даже кратковременная ошибка

в определении фазы или кратковременная потеря синхронизации, которая может происходить при быстрой смене режима работы (например, при выключении и включении одного из каналов или очень резком внешнем воздействии) приведет к неустранимому накоплению рассогласования времен прихода. Кроме того, после включения системы и стабилизации ее теплового режима необходимо выравнивание времен прихода в каналах. Для этого мы применяем схему спектрально-интерференционного детектора по схеме рис.1,*б* и специальный алгоритм. В данной схеме каждый кадр с фоточувствительной линейки несет информацию как о фазе сигнала, так и о задержке импульса. Однако, как уже отмечалось ранее, существенные изменения времен прихода происходят гораздо медленнее, чем быстрые, но небольшие по величине изменения фазы. Это позволяет оценивать время прихода, что требует более сложного алгоритма, гораздо реже. Поэтому алгоритм вычисления был реализован не на микроконтроллере, а на управляющем персональном компьютере. Как следует из выражения (2), для нахождения задержки импульса достаточно определить период спектральных интерференционных полос. Для этого оказалось достаточно простого алгоритма, основанного на вычислении быстрого преобразования Фурье от измеренного сигнала с наложенной на него маской в виде гауссова импульса для исключения влияния краев изображения. Далее находился максимум модуля фурье-спектра, и на основе полученного значения рассчитывалась задержка импульса T.

Разработанная схема детектора может быть легко тиражирована для обслуживания многих каналов. Может показаться, что схема с использованием многоэлементного сенсора и микроконтроллера излишне сложна. Однако даже для простейшего одноэлементного детектора (одного фотодиода на канал) требуются как минимум предусилитель и АЦП (даже если обработка данных и реализация алгоритма обратной связи для всех каналов осуществляются одним мощным компьютером). Это делает нашу схему сопоставимой по стоимости и сложности с простейшим детектором при ее значительно больших возможностях.

4. Результаты экспериментов

Схема экспериментальной установки приведена на рис.4. Оптический импульсный сигнал на центральной длине волны 1.03 мкм генерировался стартовой частью волоконной системы, аналогичной представленной в работах [17, 18]. В системе использовались задающий источник на длине волны 1.03 мкм, волоконный стретчер и один каскад иттербиевого волоконного предусилителя, построенного на волокнах, сохраняющих поляризацию. Система генерировала чирпированные импульсы излучения длительностью ~50 пс со средней мощностью 90 мВт при частоте их следования 49 МГц и ширине спектра ~8 нм, которые можно было сжать до ~200 фс. Импульсы разделялись на два канала симметричным волоконным делителем, в одном из каналов был установлен фазовый пьезоэлектрический модулятор. Пучки линейно поляризованного излучения с выхода волокон коллимировались с помощью асферических линз (волоконных коллиматоров) и распространялись под небольшим углом друг к другу. Часть излучения обоих пучков (около 4%) отщеплялась кварцевым клином и направлялась на разработанный нами детектор, при этом один из каналов выбирался в качестве опорного. Для тестирования возможности когерентного суммирования прошедшие через клин пучки пересекались в некоторой точке, где суммарное излучение контролировалось с помощью CCD-камеры (для настройки пересечения пучков) либо фотодиода (для контроля работы схемы стабилизации фазы). Выходные волокна являлись одномодовыми, что гарантировало хорошее качество коллимированных пучков, близких к гауссовым. В этом случае для работы детектора и схемы стабилизации фазы может быть выбрана любая область пучка, при этом автоматически обеспечивается стабилизация по всей его апертуре.

Вначале была протестирована схема детектора, позволяющая измерять только фазу сигнала (см. рис.1,*а*). Измеренная нашим детектором зависимость фазы сигнала от времени при работе системы без обратной связи показана на рис.5,*а*. Видно, что флуктуации фазы имеют различные временные масштабы и превышают 2π. Для построения данного рисунка применялся алгоритм сшивания фазы, который устраняет разрывы при ее изменениях, превышающих 2π. Алгоритм анализирует разность текущего и предыдущего значений фазы. Если $\varphi_n - \varphi_{n-1} < -\pi$ ($\varphi_n - \varphi_{n-1} > \pi$), то к выходному значению добавляется (вычитается) 2π; при работе алгоритма эта добавка накапливается. Отметим, что при работе детектора в цепи обратной связи необходимости в сшивании фазы нет, т.к. разность измеренного и целевого значений фаз, рассчитанная по формуле (5), всегда примерно равна нулю. По измеренным флуктуациям фазы рассчитывалась интенсивность суммарного сигнала, которая сравнивалась с измеренной независимым детектором (рис.5,*б*). Совпадение результатов этих независимых измерений подтверждает линейность работы нашего детектора во всем диапазоне изменения фазы – от 0 до 2π.

Характерный спектр фазового шума при выключенной системе обратной связи показан на рис.6,*а*. Видно, что в основном флуктуации происходят на частотах до

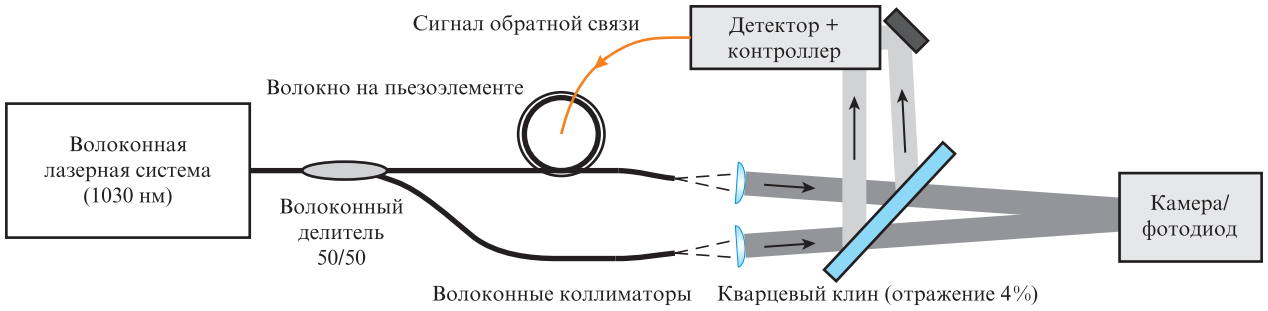

Рис.4. Схема экспериментальной установки для тестирования схемы стабилизации фазы и когерентного суммирования пучков.

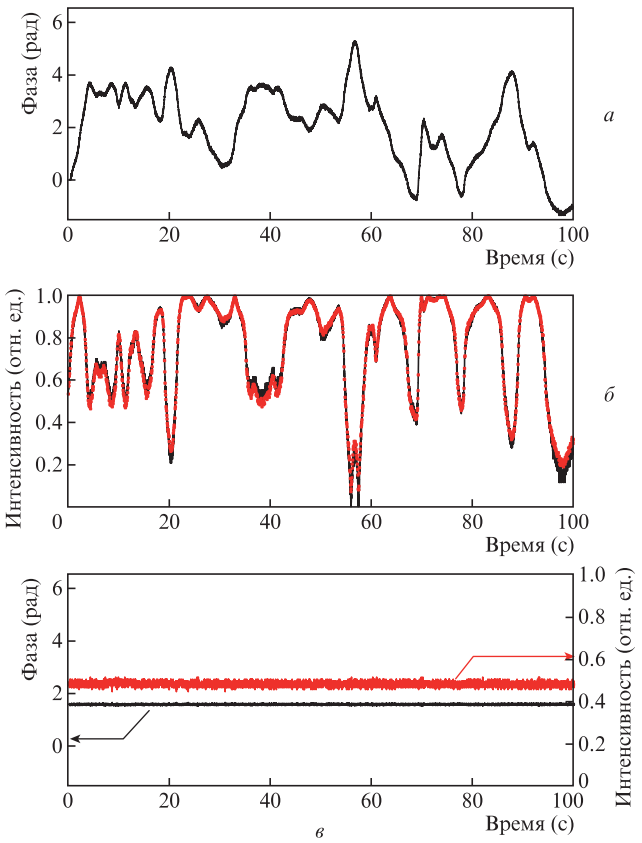

Рис.5. Измеренная фаза сигнала при выключенной обратной связи (*а*), интенсивность сигнала при когерентном суммировании пучков, рассчитанная по данным измерений фазы (черная кривая) и измеренная независимым детектором (красный пунктир) (*б*), а также фаза сигнала при включенной обратной связи (черная кривая) и суммарный сигнал (красная кривая) (*в*). Цветной вариант рис.5 помещен на сайте нашего журнала http://www.quantum-electron.ru.

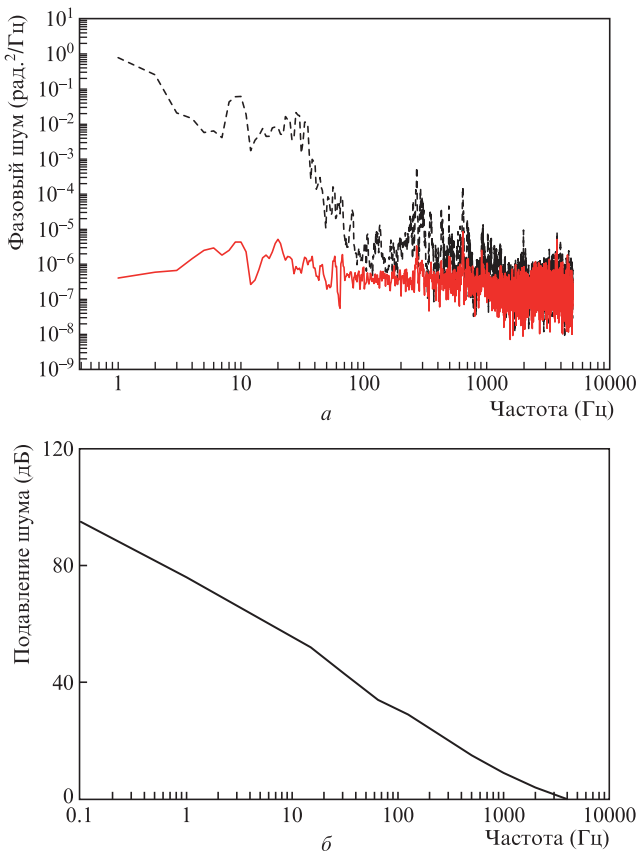

Рис.6. Спектр фазового шума при выключенной (штриховая кривая) и включенной (сплошная кривая) обратной связи (*а*) и коэффициент подавления шума в зависимости от частоты (*б*).

нескольких десятков герц, однако в спектре присутствуют заметные пики на частотах до ~1 кГц, которые, по нашему мнению, вызваны акустическим шумом и высокочастотными вибрациями. В нашей системе они предположительно генерируются вентиляторами охлаждения систем диодной накачки и других приборов и могут усиливаться в результате резонансов с элементами корпуса лазерной системы. Мы намеренно не стали предпринимать специальных мер по виброизоляции и шумоподавлению, чтобы продемонстрировать работоспособность системы стабилизации.

Далее была включена обратная связь с использованием ПИД алгоритма, работающего на том же микроконтроллере, что и алгоритм детектирования фазы. Зависимость измеренной фазы от времени при включенной системе обратной связи показана на рис.5,*в*. Видно, что фаза остается стабильной на протяжении всего времени измерения. Независимая оценка стабильности была проведена с помощью фотодиода, помещенного в области интерференционной картины между минимумом и максимумом одной из интерференционных полос (т.е. в области максимальной чувствительности к флуктуациям). Сигнал с фотодиода также приведен на рис.5,*в*. Среднеквадратичное отклонение остаточных флуктуаций фазы, измеренное непосредственно детектором фазы, составило 0.04 рад, а оцененное по сигналу с фотодиода – 0.06 рад. В любом случае это соответствует точности фазировки лучше $\lambda/100$.

Спектр фазового шума при включенной системе стабилизации, представленный на рис.6,*а* показывает эффективность подавления флуктуаций фазы вплоть до частот килогерцевого диапазона. Для более регулярного тестирования схемы стабилизации мы использовали стандартный метод, основанный на намеренном внесении фазовой модуляции с помощью добавления гармонического сигнала с перестраиваемой частотой к напряжению на пьезоэлементе. Отметим, что его резонансная частота составляет более 10 кГц, т.е. в интересующем нас диапазоне частот его отклик можно считать практически мгновенным (что было проверено при отключенной системе обратной связи).

Измеренная зависимость коэффициента подавления фазовых флюктуаций от их частоты показана на рис.6,*б*; видно, что наша схема работает на частотах до ~2 кГц. Этого с запасом хватает для компенсации всех шумов, и мы рассчитываем, что разрабатываемая нами система с когерентным суммированием будет способна работать не только в обычных лабораторных условиях, но и при наличии источников шума и вибрации. Широкая частотная полоса стабилизации может быть особенно важна для перспективных разработок систем когерентного суммирования выходных излучений усилителей, работающих в сильно нелинейном режиме, когда флуктуации интенсивности переносятся во флуктуации фазы [19–21].

Затем была испытана схема детектора, позволяющая дополнительно измерять время прихода импульса (см. рис.1,*б*). Отметим, что алгоритм детектирования фазы в этом случае остался неизменным и продолжал успешно работать.

Для тестирования детектора времени прихода импульса в один из каналов целенаправленно вносилась небольшая известная задержка в диапазоне –250…+250 фс с погрешностью ~6 фс (волоконный коллиматор в этом канале перемещался вдоль своей оси на моторизованной микрометрической подвижке). На рис.7 приведены значения восстановленной задержки и рассчитанной на основе смещения коллиматора. Измерения осуществлялись при фиксированных смещениях коллиматора, разность которых соответствовала сдвигу импульса на 50 фс. В процессе смещения во избежание автокомпенсации задержки стабилизация фазы отключалась. В каждой точке проводилось 100 измерений, дополнительное усреднение отсутствовало. Среднеквадратичное отклонение измеренных задержек от установленных составляло ~10 фс. Таким образом, относительная точность измерения задержки равна ~0.05 (10 фс/200 фс). Этого достаточно для обеспечения эффективности суммирования более 95% [4]. Частота измерений составляла 5 Гц и ограничивалась скоростью передачи данных с микроконтроллера в компьютер по неоптимизированному протоколу; она могла быть повышена до десятков герц.

Следует подчеркнуть, что реализованный алгоритм на основе спектральной интерферометрии позволяет измерить знак временной задержки, – в отличие от методов, основанных на максимизации видности пространственной интерференционной картины [12] или максимизации нелинейного отклика (сигнал второй гармоники от просуммированных пучков), которые дают информацию лишь о модуле временной отстройки.

Профиль интенсивности одного из суммируемых пучков излучения показан на рис.8,*а*. В области пересечения пучков при оптимальной задержке между импульсами каналов он имел четко выраженную интерференционную структуру (рис.8,*б*) со стабильным положением и хорошей видностью максимумов по всей апертуре пучка, что говорит об успешной работе системы стабилизации. Эффективность когерентного суммирования, определенная как отношение максимальной наблюдаемой интенсивности в интерференционной картине к максимально возможной при измеренных интенсивностях суммируемых пучков излучения (рис.8,*в*), составила 94%. Отметим, что данные эксперименты были направлены в первую очередь на исследование работы системы фазовой и временной стабилизации, а не на оптимизацию оптической схемы суммирования.

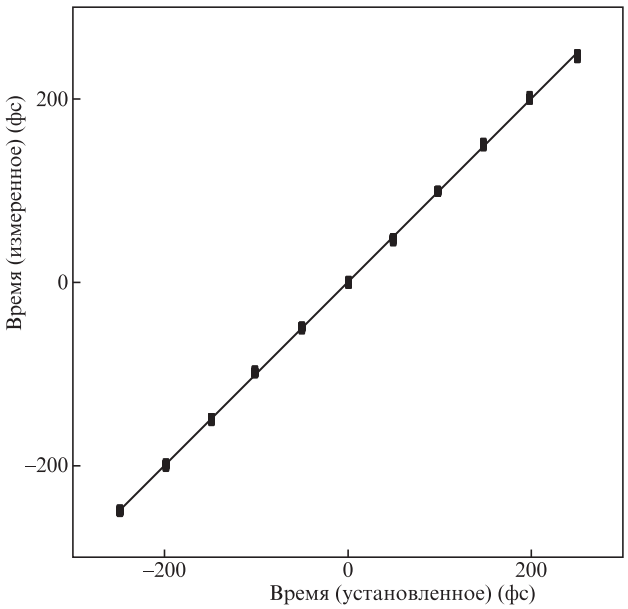

Рис.7. Измеренная детектором и установленная с помощью микрометрической подвижки задержки импульсов.

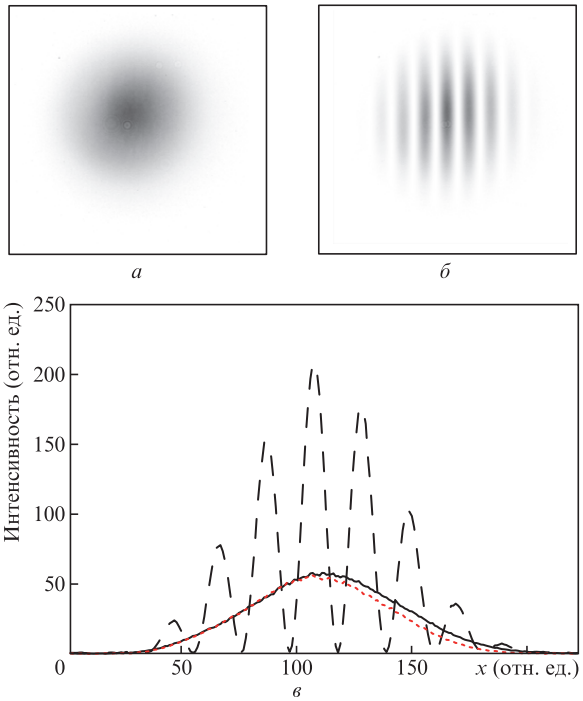

Рис.8. Поперечные распределения интенсивности одного из суммируемых пучков излучения (*а*) и суммарного пучка (*б*), а также проинтегрированные по вертикальной координате профили интенсивности суммируемых пучков излучения (сплошная кривая, пунктир) и суммарного пучка (штриховая кривая) (*в*).

Таким образом, разработанный детектор может быть успешно использован в системе с когерентным суммированием пучков излучения.

5. Заключение

Представлен алгоритм для одновременного измерения фазы и групповой задержки оптических импульсов относительно импульсов опорного канала с помощью одного многоэлементного детектора. На основе данного алгоритма разработана схема стабилизации фазы и групповой задержки для работы в системе когерентного суммирования пучков излучения. Представлена простая техническая реализация схемы стабилизации на основе коммерчески доступных электронных компонентов, которая может быть тиражирована на большое число каналов. Проведены исследования характеристик схемы стабилизации в эксперименте по когерентному суммированию пучков излучения двухканальной иттербиевой волоконной системы на длине волны 1030 нм. Схема позволяет измерять и поддерживать фазу сигнала с точностью лучше $\lambda/100$ и имеет граничную частоту стабилизации ~2 кГц. Эффективная скорость измерения фазы составляет 25000 отсчетов в секунду, а скорость измерения задержки – 5 отсчетов в секунду. Точность измерения групповой задержки равна ~5% от длительности импульса, что соответствует 10 фс для импульсов длительностью 200 фс, использованных в эксперименте.

А.В.Андрианов выражает благодарность В.М.Андрианову за помощь в разработке высоковольтных усилителей для управления пьезоэлементами.

Работа выполнена в при поддержке Программы Президиума РАН «Экстремальные световые поля и их взаимодействие с веществом» и мегагранта (договор №14. W03.31.0032).

1. Fan T.Y. *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, **11**, 567 (2005).
2. Mourou G., Tajima T., Quinn M.N., Brocklesby B., Limpert J. *Phys. Research Sect. A: Accelerat., Spectrom., Detect Associat. Equipment*, **740**, 17 (2014).
3. Müller M., Klenke A., Steinkopff A., Stark H., Tünnermann A., Limpert J. *Opt Lett.*, **43**, 6037 (2018).
4. Brignon A. (Ed.). *Coherent Laser Beam Combining* (John Wiley & Sons, 2013)
5. Hanna M., Guichard F., Zaouter Y., Papadopoulos D. N., Druon F., Georges P. *J. Phys. B: At., Molec. Opt. Phys.*, **49**, 062004 (2016).
6. Brocklesby W.S., Nilsson J., Schreiber T., Limpert J., Brignon A., Bourderionnet J., Tajima, T. *Europ. Phys. J. Spec. Top.*, **223** (6), 1189 (2014).
7. Daniault L., Bellanger S., Le Dortz J., Bourderionnet J., Lallier E., Larat C., Mourou G. *Europ. Phys. J. Spec. Top.*, **224** (13), 2609 (2015).
8. Weyrauch T., Vorontsov M.A., Carhart G.W., Beresnev L.A., Rostov A.P., Polnau E.E., Liu J.J. *Opt. Lett.*, **36**, 4455 (2011).
9. Shay T.M., Benham V., Baker J.T., Sanchez A.D., Pilkington D., Lu C.A. *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, **13**, 480 (2007).
10. Bourderionnet J., Bellanger C., Primot J., Brignon A. *Opt. Express*, **19**, 17053 (2011).
11. Antier M., Bourderionnet J., Larat C., Lallier E., Lenormand E., Primot J., Brignon A. *IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron.*, **20**, 182 (2014).
12. Heilmann A., Le Dortz J., Daniault L., Fsaifes I., Bellanger S., Bourderionnet J., Simon-Boisson C. *Opt. Express*, **26** (24), 31542 (2018).
13. Weiss S.B., Weber M.E., Goodno G.D. *Opt. Lett.*, **37**, 455 (2012).
14. Astrom K., Hagglund T. *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning* (Instrument Soc. Am., 1995).
15. Gelikonov V.M., Gelikonov G.V., Ksenofontov S.Y., Terpelov D.A., Shilyagin P.A. *Instrum. Experim. Techniques*, **53**, 443 (2010).
16. Зеленогорский В.В., Андрианов А.В., Гачева Е.И., Геликонов Г.В., Красильников М., Мартьянов М.А., Миронов С.Ю., Потемкин А.К. и др. *Квантовая электроника*, **44**, 76 (2014) [*Quantum Electron.*, **44**, 76 (2014)].
17. Andrianov A., Anashkina E., Muravyev S., Kim A. *Opt. Lett.*, **35** (22), 3805 (2010).
18. Bobkov K., Andrianov A., Koptev M., Muravyev S., Levchenko A., Velmiskin V., Kim A. *Opt. Express*, **25** (22), 26958 (2017).
19. Klenke A., Seise E., Limpert J., Tünnermann A. *Opt. Express*, **19**, 25379 (2011).
20. Daniault L., Hanna M., Lombard L., Zaouter Y., Mottay E., Goular D., Bourdon P., Druon F., Georges P. *Opt. Lett.*, **37**, 650 (2012).
21. Andrianov A., Anashkina E., Kim A., Meyerov I., Lebedev S., Sergeev A., Mourou G. *Opt. Express*, **22**, 28256 (2014).