

КВАЗИРАСПРЕДЕЛЕННАЯ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКАЯ СЕНСОРНАЯ СЕТЬ ДЛЯ КОНТРОЛЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ИНТЕНСИВНОСТИ ЭМП И ТЕМПЕРАТУРЫ В ЗАКРЫТОЙ РАБОЧЕЙ СВЧ-КАМЕРЕ МОДЕРНИЗИРОВАННЫМ КАЛОРИМЕТРИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

*Н.Е. Кувшинов, Рин.Ш. Мисбахов, Рус.Ш. Мисбахов,
Г.А. Морозов, О.Г. Морозов*

Казанский национальный исследовательский технический университет
им. А.Н. Туполева-КАИ
Российская Федерация, 420111, г. Казань, ул. К. Маркса, 10

Аннотация. В статье выполнен сравнительный анализ различных технологий измерения распределения интенсивности электромагнитного поля (ЭМП) (на стадии проектирования закрытых рабочих СВЧ-камер) и температуры (на стадии контроля реализации термической СВЧ-обработки материальных сред) при реализации модернизированного калориметрического метода с использованием в качестве датчика температуры волоконных брэгговских структур в их разных вариациях, что определяется как конкретной постановкой задачи научного эксперимента по микроволновой обработке материальных сред, так и требованиями по точности измерения температуры, стоимости и эксплуатационным параметрам ее реализации. Для этого в статью включен углубленный анализ волоконных брэгговских структур с целью полной оценки наиболее информативной топологии их включения и поиска наиболее точного, быстродействующего и дешевого интеррогатора для их опроса. В заключение производится анализ применимости рассмотренных вариантов для решения различных задач мониторинга СВЧ-процессов термической обработки материальных сред и построения для них закрытых рабочих камер.

Ключевые слова: волоконно-оптическая сенсорная сеть, электромагнитное поле, квазираспределенные безадресные, квазиадресные и адресные волоконные брэгговские структуры.

Введение

В [1] авторами предложена модернизация калориметрического метода измерения распределения температур и интенсивности электромагнитного поля (ЭМП) в закрытой рабочей камере стенда микроволновой обработки материальных сред на базе матрицы дискретных термопреобразователей (ТП) из поглощающего материала. После измерения поля температур ТП оно может быть пересчитано в распределение интенсивностей ЭМП, учитывая пропорциональность приращения их температур интенсивностям, которые воздействуют на каждый из них в определенный период времени. Для решения вопроса удешевления системы опроса ТП и улучшения ее метрологических характеристик предложено использовать волоконные брэгговские структуры, встраиваемые в каждый ТП, и радиофотонные системы опроса полученной последовательности ТП-датчиков, соединенных оптическим волокном, которые кроме высокой чувствительности и высокой скорости отклика на изменение температуры, обеспечивают оператора информацией о номере опрашиваемого элемента матрицы (адресе ТП). Экспериментальные результаты показывают, что точность измерения температур повышается как минимум на порядок. Кроме того, устраняются сложность реализации процедур и методические погрешности измерения температур, присущие модернизируемому калориметрическому методу.

В [2] рассмотрена математическая модель микроволнового нагрева обрабатываемой среды и матрицы дискретных ТП из поглощающего материала, размещенных в закрытой рабочей камере стенда микроволновой обработки материальных сред, реализующей модернизированный калориметрический метод контроля распределения интенсивности электромагнитного поля. Результаты численной проверки модели на примере сушки биологических отходов показывают возможность ее применения для определения момента достижения требуемого процента влажности в обрабатываемых средах. Для этого предварительно проведены калибровочные измерения диэлектрических характеристик обрабатываемой среды и их зависимости от влажности и температуры, которые заложены в разработанную модель.

Не останавливаясь на обосновании типа средств контроля температуры в ТП, входящих в структуру стенда микроволновой обработки материальных сред как ключевые сенсорные элементы, рассмотрим практические рекомендации по созданию квазираспределенной сенсорной системы на базе волоконно-оптических датчиков (ВОД). Наилучшими параметрами сегодня обладают ВОД, построенные на волоконных брэгговских решетках (ВБР), в силу возможности их работы в широком диапазоне температур от -300 до $+300$ °С, с возможным обеспечением точности измерений от 1 до $0,1$ °С и полным отсутствием влияния СВЧ излучения на их характеристики в типовых условиях протекания микроволновых технологических процессов. ВБР – пассивное оптическое устройство, в котором сформирована периодическая модуляция показателя преломления (ПП) в сердцевине оптического волокна (одномодового или многомодового) на некоторой конечной длине. Периодические вариации ПП обычно являются возмущением свойств сердцевины волокна и изменением их характеристик на отражение/пропускание. Они могут быть сформированы с использованием ряда методов, включая голографический, фазовой маски и точечной записи. Благодаря своим основным преимуществам, таким как высокая чувствительность и разрешение, малый вес и широкий динамический диапазон, ВБР находят огромное применение в качестве датчиков в различных областях контроля и научного эксперимента.

В практике научного эксперимента ВБР используются для мониторинга процессов, связанных с измерением температуры, а также деформации, давления и других физических параметров, которые могут быть сведены к изменению длины волокна в зоне ВБР за счет различных эффектов. Кроме того, измерение температуры необходимо в целях безопасности и стабильности работы различных устройств, которые обслуживают основные сенсорные системы на основе ВБР.

В этой статье нашей целью является сравнительный анализ различных технологий измерения распределения интенсивности электромагнитного поля (на стадии проектирования закрытых рабочих СВЧ-камер) и температуры (на стадии контроля реализации термической СВЧ-обработки материальных сред) при реализации модернизированного калориметрического метода с использованием в качестве датчика температуры волоконных брэгговских структур в их разных вариациях, что определяется как конкретной постановкой задачи научного эксперимента по микроволновой обработке материальных сред, так и требованиями по точности измерения температуры, стоимости и эксплуатационным параметрам ее реализации. Для этого в статью включен углубленный анализ волоконных брэгговских структур с целью полной оценки наиболее информационной топологии их включения и поиска наиболее точного, быстродействующего и дешевого интеррогатора для их опроса.

При создании системы для измерения распределения ЭМП и контроля температуры в обрабатываемой среде в соответствии с модернизированным калориметрическим методом используется матрица 9×11 элементов, расположенных на листе из АБС-пластика прямоугольной формы с размерами 200×300 мм. Выбор АБС-пластика в качестве основания обусловлен достаточно малым его нагревом под воздействием ЭМП. Элементы закреплены с шагом 20×30 мм. В качестве ТП используются фрагменты материала, обладающего большими диэлектрическими потерями, по сравнению с материалом, который будет обрабатываться в дальнейшем в ходе химического процесса. Для ослабления искажения исходного ЭМП ТП должны иметь малые электрические размеры (не более четверти длины волны). Наиболее близки к требуемым материалы с углеродосодержащими добавками, например, углеродосодержащий полиэтилен или резина. Для измерений на частоте 2450 МГц в качестве ТП хорошие результаты дает пористая резина. Диаметр резинового диска – около 14 мм, толщина – 3 мм. При таких размерах релаксация температуры после облучения минимальна, что важно на стадии проектирования СВЧ-камер, и не оказывает существенного влияния на точность измерений. С другой стороны, замена материала на более динамичный к нагреву и остыванию важна на стадии мониторинга процессов термодинамической обработки. Таким материалом может быть углеродосодержащий полиэтилен. В каждый из этих элементов должен быть вставлен сенсор на основе ВБР, который должен быть соединен оптическим волокном с интеррогатором и другими, возможными для применения в камере, датчиками (например, датчиками влажности).

Структура статьи построена следующим образом. В первом разделе определены рекомендации по выбору топологии подключения сенсоров, их мультиплексирования и интеррогации. Во втором, третьем и четвертом разделах речь последовательно идет: о рекомендациях по построению оптоэлектронной безадресной квазираспределенной сенсорной сети (КРСС) с волновым мультиплексированием, в качестве датчиков которой используются волоконные брэгговские структуры (ВБС) на основе гауссовых ВБР, а для их опроса оптико-электронные интеррогаторы; об оптоэлектронной квазиадресной КРСС с элементами радиочастотной обработки сигналов и частотно-волновым мультиплексированием, в качестве датчиков которой используются ВБС на основе интерферометров Фабри-Перо на двух идентичных ВБР, а для их опроса оптико-электронные интеррогаторы с радиочастотными фильтрами для получения квазиадресной информации о датчике, с которого регистрируется информация о температуре; об адресной радиофотонной КРСС, в качестве датчиков которой используются адресные ВБС (АВБС), а для их опроса радиофотонный интеррогатор для получения адресной информации о датчике, с которого регистрируется информация о температуре. В заключение проводится анализ применимости рассмотренных вариантов для решения различных задач мониторинга СВЧ-процессов термической обработки материальных сред и построения для них закрытых рабочих камер.

1. Практические рекомендации по выбору топологии подключения сенсоров и их мультиплексирования

Стоимость канала контроля для одной ВБС является относительно высокой [3]. Агрегация датчиков приводит к ее уменьшению с учетом возможности уменьшения стоимости общих для всех датчиков источника зондирования, интеррогатора, или, что более предпочтительно, обоих устройств. Для агрегации ВБС, как правило, используется мультиплекси-

рование. КРСС включает в себя три основные части или подсистемы: ВБС, волоконно-оптический канал и интеррогатор [4]. Из-за того, что последняя подсистема является наиболее дорогой, мультиплексирование большого числа датчиков в структуре одной КРСС с использованием общего интеррогатора приводит к снижению стоимости одного точечного измерительного канала.

Для этого необходимо:

- сформировать зондирующее излучение с требуемыми характеристиками;
- обнаружить и зарегистрировать часть мощности этого излучения, отраженного от ВБС, определяемой приложенными к ВБС физическими полями;
- идентифицировать полученную информацию как уникальную для каждой ВБС в КРСС.

Отметим, что все эти подходы будут являться функцией типа ВБС, мультиплексируемых в КРСС. Стоимость сети зависит от многих факторов, а подсистема, имеющая доминирующую стоимость, как правило, определяется практическим назначением КРСС. Чаще всего стоимость интеррогатора доминирует в большинстве систем [5].

В соответствии с методологией, изложенной в [6-8] отметим следующие практические рекомендации.

Сеть должна быть:

1. Простая – сеть, в которой мультиплексируется только один тип датчиков.
2. Работающая на отражение - основанная на датчиках, которые используют отраженный сигнал от датчика или его зон и обычно приводят к экономии волокна, поскольку используют доступ к волокну с одного конца (рис. 1). Здесь возможен и гибридный вариант, например, для резервирования или использования датчиков с фазовым сдвигом.

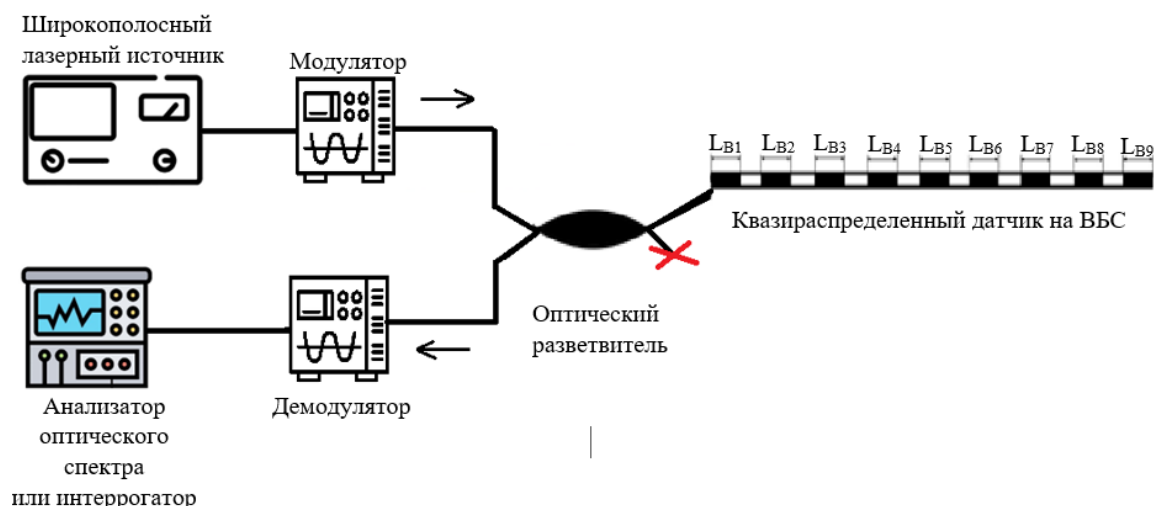


Рис.1. Простая последовательная мультиплексированная сеть ВБС, работающая на отражение (один канал)

3. Квазираспределенная сенсорная сеть. При матрице 9×11 будет 11 каналов по девять датчиков, что отражается в его топологии. Типовая структура экспериментального стенда для проектирования и исследования элементов КРСС представлена на рис. 2.

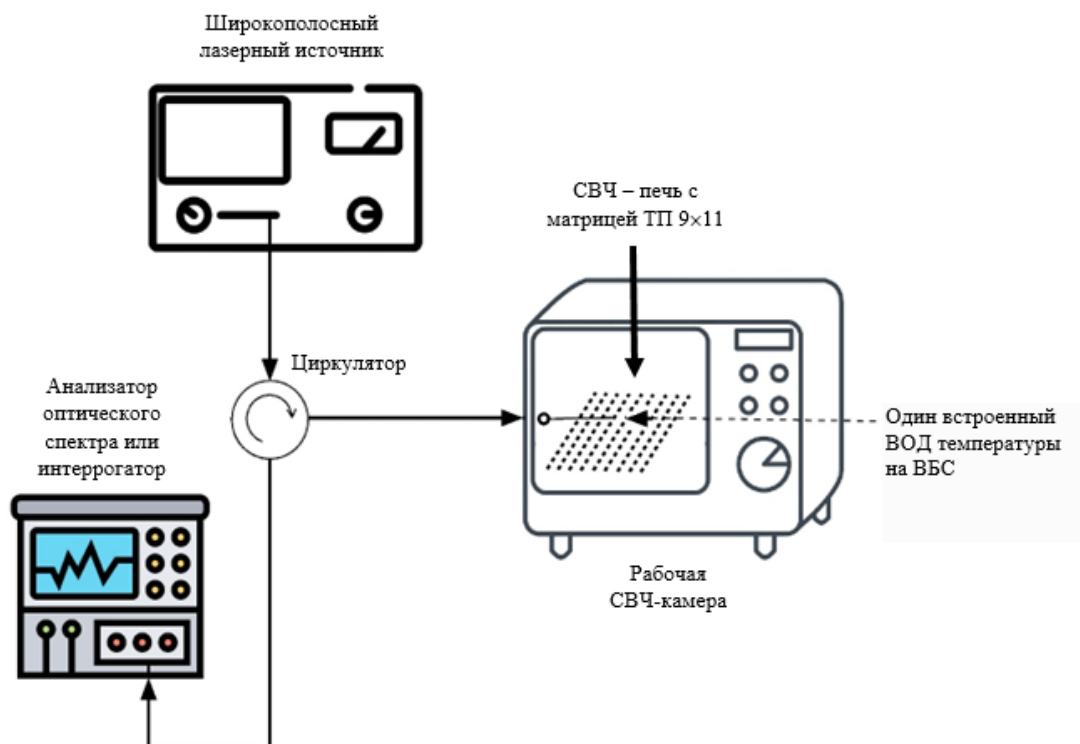


Рис.2. Обобщенная структурная схема экспериментального стенда

Здесь в каждый ТП матрицы встроен один ВОД на ВБС. Все ВБС засвечиваются широкополосным лазерным источником.

4. Топология «звезда» (рис. 3). Выбор коэффициента деления сплиттера ОР прост ($1/N$, где N – количество датчиков (каналов), подлежащих мультиплексированию).

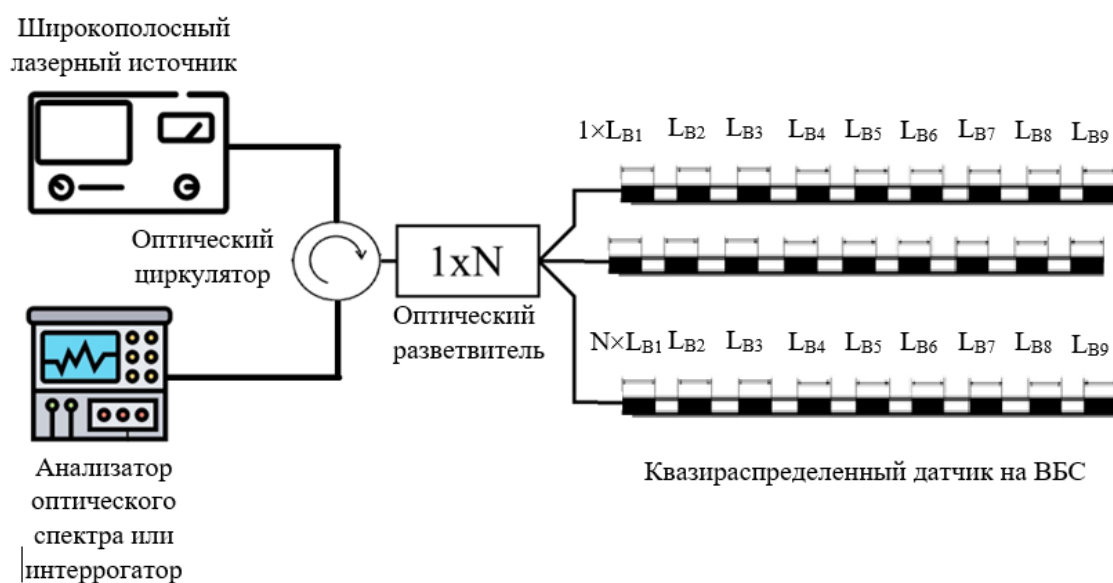


Рис.3. Топологии КРСС «звезда»: N каналов ВБС

5. Тип зондирующего излучения – широкополосный лазерный источник.

Минимизация количества каналов, задействованных для обслуживания физического уровня измерений, является одной из важных задач при проектировании КРСС.

При сохранении метрологических требований к элементной базе системы, наличие свободных каналов позволяет реализовать резервирование транспортного уровня, организовать каналы обратной связи, оперативно менять конфигурацию системы, вводить новые группы датчиков, например, регистрации возгорания, экологического мониторинга и т.д.

Квазираспределенные ВОД, состоящие из последовательных ВБС, демонстрируют главное преимущество КРСС – множество датчиков используют одно волокно для передачи по нему в обратном направлении информационных сигналов, которые демультиплексируются одним приемным устройством.

6. Волновое спектральное разделение является одним из наиболее часто используемых методов мультиплексирования. Здесь каждая длина волны зондирующего источника связана с определенным датчиком с уникальной брэгговской частотой при калибровке, таким образом, что информация от них проходит через сеть на разных оптических несущих. Предполагается, что в пределах измерения температуры спектральные положения разных ВБС не перекрываются.

В современных сенсорных системах для преобразования информации с ВБР используется широкополосная или перестраиваемая в широком диапазоне оптико-электронная измерительная аппаратура – интеррогаторы: ОАС, перестраиваемые лазеры, оптические рефлектометры OTDR и OFDR областях, сканирующие фильтры Фабри-Перо (СФФП), а также дифракционные решетки КПОФ с ПЗС матрицами, ОУФ, AWG и др.

7. Выбор интеррогатора

7.1 Оптико-электронные интеррогаторы характеризуются отработанной технологией, возможностью работы в процессах с медленным изменением температуры, применением простейшего типа ВБС – гауссовой ВБР, использованием мультиплексирования.

Однако, они обладают рядом ограничений.

Первое из них – малая скорость опроса до 100 Гц.

Второе - спектральные характеристики ВБР носят резонансный или близкий к нему характер, однако функция преобразования «длина волны – амплитуда» для их оценки в области резонанса либо осциллирует, либо имеет достаточно плоский характер. Поэтому для повышения разрешающей способности измерений ищут естественные узкополосные неоднородности в спектре ВБР или синтезируют ВБР с неоднородностями в структуре.

Третье ограничение – «безадресность» систем, которая требует очень широкополосного источника излучения, полоса которого должна увеличиваться с увеличением числа датчиков.

Четвертое ограничение – высокая стоимость оптико-электронного оборудования.

7.2. Оптико-электронные интеррогаторы с частотными каналами фильтрации. Такие интеррогаторы работают с ВБС типа интерферометра Фабри-Перо (ИФП) на базе двух одинаковых ВБР с разной длиной волокна между ними. Они сохраняют преимущества п.п.7.1 - характеризуются отработанной технологией, возможностью работы в процессах с медленным изменением температуры, использованием мультиплексирования, но к ним добавляется возможность обработки на частоте FSR ИФП.

7.3. Радиофотонный интеррогатор на адресных ВБС. Мультиплексирование осуществляется по адресной частоте АВБС, возможно перекрытие их спектров.

Для устранения ранее указанных ограничений оптико-электронных интеррогаторов в Казанской школе радиофотоники КНИТУ-КАИ была предложена методика интеррогации, основанная на принципе измерительного преобразования «оптическая длина волны –

амплитуда и фаза радиосигнала – измеряемая величина», которая позволяет повысить скорость опроса интеррогатора до 10-50 МГц. Однако в этом случае не устраняется основной недостаток всех интеррогаторов – безадресность.

Для его решения было предложено использовать адресные ВБС, разработанные в этой научной школе. АВБС называется такая структура в оптическом волокне, которая удовлетворяет следующему набору требований [9]. При направлении на нее широкополосного лазерного излучения с равномерной амплитудно-частотной характеристикой, она в оптическом диапазоне формирует двухчастотный сигнал, разность между частотами которого много меньше несущих оптических частот и находится в радиочастотной области спектра. Разностная частота между двумя частотными составляющими инвариантна к воздействию физических полей и не меняется при смещении центральной частоты АВБС. Полная ширина на половине высоты спектральных составляющих, образующих двухчастотный отклик, одинакова и много меньше разностной частоты. Скорость опроса всех датчиков ограничивается только временем на переключение каналов матрицы термопреобразователей.

Таким образом, при проектировании КРСС необходимо рассмотреть три варианта по ключевым элементам системы – типу волоконной брэгговской структуры и интеррогатору для их опроса. Эти варианты п.п.7.1-7.3 имеют право на существование, поскольку могут быть использованы для решения контроля температуры в различных по характеру МВТП.

2. Безадресная КРСС для измерения температуры с волновым мультиплексированием и оптико-электронным интеррогатором

На рис. 4 представлена визуализация геометрических и спектральных параметров простой ВБР.

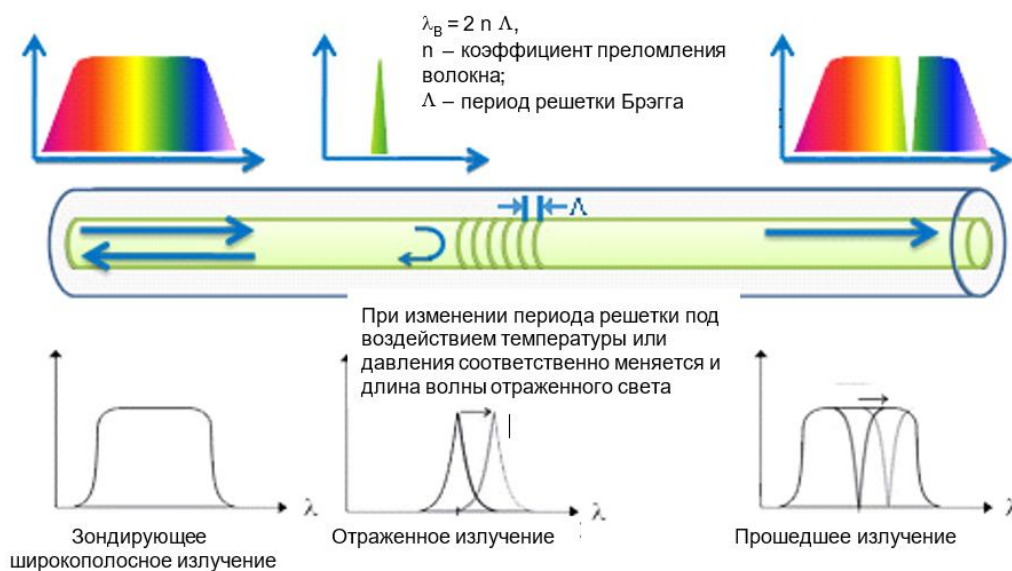


Рис. 4. Волоконная брэгговская решетка

На рис. 4 изображена ВБР с периодом решетки Λ и длиной решетки L . Предположим, что профиль ПП вдоль продольного направления (z) решетки может быть смоделирован с использованием следующего соотношения [9]:

$$n(z) = n_c + \delta n \left[1 + \cos \left(\frac{2\pi z}{\Lambda} \right) \right], \quad (1)$$

где δn обозначает коэффициент модуляции ПП, в то время как n_c равно ПП сердцевины волокна.

Частотная избирательность ВБР возникает из-за многократных френелевских отражений от границ участков с разным ПП и их когерентной интерференции. Для простого анализа методом связанных мод будем считать, что прямая и обратная волны обозначаются как $A(z)$ и $B(z)$, и они могут быть представлены как:

$$\frac{dA(z)}{dz} = -j\Delta\beta A(z) - j\kappa B(z), \quad \frac{dB(z)}{dz} = j\Delta\beta B(z) + j\kappa A(z). \quad (2)$$

Здесь $\kappa \simeq \pi(1-V^{-2})\delta n\lambda^{-1}$ – коэффициент связи между прямой и обратной волнами, V – модовое число волокна, $\Delta\beta = \beta - \pi/\lambda$ – разность постоянных распространения вдоль продольного направления (z). Решая уравнение связанных мод, мы получаем:

$$\begin{bmatrix} A(L) \\ B(L) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A(0) \\ B(0) \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где S-параметры для ВБР равны:

$$S_{11} = \frac{e^{\gamma L} - \rho^2 e^{-\gamma L}}{1 - \rho^2}, \quad (4.1)$$

$$S_{12} = \frac{\rho(e^{-\gamma L} - e^{\gamma L})}{1 - \rho^2} = -S_{21}, \quad (4.2)$$

$$S_{22} = \frac{-e^{\gamma L} - \rho^2 e^{-\gamma L}}{1 - \rho^2}. \quad (4.3)$$

Здесь $\gamma = \sqrt{\kappa^2 - \Delta\beta^2}$, а $\rho = j(\Delta\beta + \gamma)/\kappa$. Таким образом, характеристику отражения ВБР можно представить как

$$R = -\frac{S_{21}}{S_{22}} = \rho \left[\frac{e^{-2\gamma L - 1}}{e^{-2\gamma L} - \rho^2} \right]. \quad (5)$$

Отражение мощности и фазовый сдвиг, вносимые ВБР, имеют полосовые характеристики и квазилинейный отклик вблизи брэгговской длины волны $\lambda_B = 2\Lambda n_{eff}$, где n_{eff} – эффективный ПП волокна для моды, проходящей через решетку. Соответствующая полная ширина на полувывоте, характеризующая полосу пропускания ВБР составит:

$$\Delta\lambda = \frac{\lambda^2}{2\pi n_{eff} L} \sqrt{\pi^2 + \kappa^2 L^2}. \quad (6)$$

Точно так же ближайший ноль (λ_n) от брэгговского пика отражательной способности может быть записан как

$$\lambda_{\eta} = \lambda_B \left[1 + \frac{\lambda_B \Delta \beta}{2\pi n_{eff}} \right]. \quad (7)$$

Для неоднородного коэффициента связи $\kappa(z)$ и/или периода решетки $\Lambda(z)$ можно провести аналогичный анализ для расчета различных параметров ВБР. Такие ВБР можно моделировать, используя большое количество коротких участков, считая κ и Λ постоянными внутри каждого участка. Соотношения матриц передачи для такой ВБР можно записать в виде

$$\begin{bmatrix} A(L) \\ B(L) \end{bmatrix} = \left(\prod_{m=1}^N \begin{bmatrix} S_{11}^m & S_{12}^m \\ S_{21}^m & S_{22}^m \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} A(0) \\ B(0) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Огибающую спектра ВБР (гауссовский контур) по отражению R , выраженную через расстройку δ , можно определить как [10]:

$$R = \frac{\sinh^2 \left[\kappa L \sqrt{1 - (\delta/\kappa)^2} \right]}{\cosh^2 \left[\kappa L \sqrt{1 - (\delta/\kappa)^2} \right] - (\delta/\kappa)^2}, \quad (9)$$

где (δ/κ) – относительная расстройка. Расстройка ВБР с периодом Λ равна $\delta = \Omega - (\pi/\Lambda)$, где $\Omega = 2\pi n_{eff}/\lambda$.

Резонансная длина волны брэгговских решёток λ_{BG} зависит от температуры световода и от приложенных к нему механических растягивающих или сжимающих напряжений.

Эта зависимость описывается следующим уравнением [11]:

$$\Delta \lambda_B = 2n\Lambda \left(\left\{ 1 - (n^2/2)[P_{12} - \nu(P_{11} + P_{12})] \right\} \varepsilon + \left[\alpha + (1/n) \left(\frac{\partial n}{\partial T} \right) \right] \Delta T \right), \quad (10)$$

где ΔT – изменение температуры; ε – приложенное механическое напряжение; P_{ij} – коэффициенты Поккельса упруго-оптического тензора; ν – коэффициент Пуассона; α – коэффициент теплового расширения кварцевого стекла; n – эффективный показатель преломления основной моды.

Это соотношение дает типичный сдвиг $\Delta \lambda_B$ в зависимости от температуры $\sim 0,01$ нм/°К и от относительного удлинения световода $\sim 10^3 \Delta L/L$ нм.

В процессе измерения температуры будем считать, что к волокну прикладывается только изменяющееся тепловое поле.

Как обсуждалось выше, длина волны Брэгга ВБР λ_B может быть выражена как:

$$\lambda_B(T) = 2\Lambda(T)n_{eff}(T). \quad (11)$$

Следовательно, небольшое изменение температуры T термопреобразователя приведет к изменению длины волны пика, которое можно представить как:

$$\delta \lambda_B = \frac{d\lambda_B}{dT} \delta T = 2 \left(\frac{d\lambda}{dT} n_{eff} + \frac{dn_{eff}}{dT} \Lambda \right) \delta T = \lambda_B \left(\frac{d\lambda}{dT} \frac{1}{\Lambda} + \frac{dn_{eff}}{dT} \frac{1}{n_{eff}} \right) \delta T. \quad (12)$$

При отсутствии каких-либо вариаций, связанных с другими физическими полями, $\delta\lambda_B$ можно расширить через (10) до

$$\delta\lambda_B = \lambda_B \xi \delta T, \quad (13)$$

где ξ – тепловой коэффициент длины волны Брэгга, который может быть выражен как сумма коэффициентов термооптического и теплового расширения. Следовательно, $\delta\lambda_B$ с точки зрения чувствительности длины волны к температуре ψ_T можно определить как $\delta\lambda_B = \psi_T \delta T$, где $\psi_T = \lambda_B \xi$.

Как уже говорилось, при комнатной температуре типичное значение ψ_T для голой ВБР (вписанной в сердцевину кремниевое волокна, легированного германием) с брэгговской длиной волны 1,5 мкм составляет приблизительно 10 пм/°C. При температурных измерениях ψ_T слабо зависит от температуры (выше температуры льда и до верхнего температурного предела ВБР ~ 400 °C). Таким образом, изменение температуры можно получить непосредственно из $\Delta\lambda_B$ как:

$$\Delta T = \int \frac{1}{\psi_T(T)} d\lambda_B = \frac{\Delta\lambda_B}{\psi_T|_{avg}}. \quad (14)$$

Это приближение хорошо работает для температур выше комнатной. Для температур ниже точки заморзания нельзя использовать одно значение температурной чувствительности длины волны, поскольку ζ и ξ меняются с температурой. Ниже температуры точки заморзания чувствительность датчика становится плохой. В таких условиях работы датчик дает нелинейный отклик. ВБР обычно используются для измерения температуры при комнатной и высокой температуре, тем более в МВТП обработки различных сред. Влияние температуры на стандартную ВБР моделируется с помощью собственного скрипта MATLAB и представлено на рис. 5.

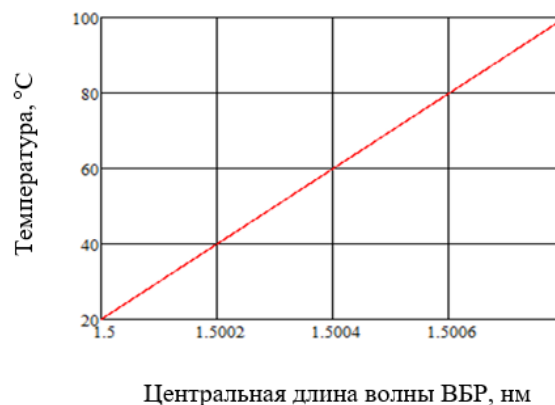


Рис.5. Эффект сдвига центральной длины волны ВБР при изменении ее температуры от 20 до 100 °C

Типовая система измерения температуры термопреобразователей с помощью датчика на основе ВБР изображена на рис. 6.

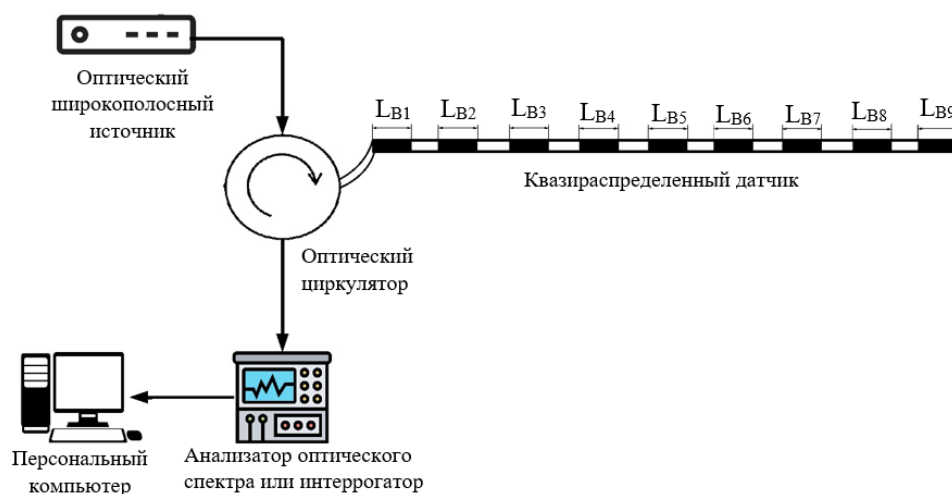


Рис. 6. КРСС на базе ВБР для контроля температуры одного канала ТП в ходе МВТП

Источник лазерного излучения диапазона 1.5 мкм подключается к оптическому циркулятору, который затем подключается к ВБР датчикам, помещенным в камеру внутри ТП, температуру которых необходимо контролировать. Другой выход циркулятора можно подключить к оптическому анализатору спектра или оптико-электронному интеррогатору. Любое изменение температуры в камере вызовет возмущение свойств ВБР, что приведет к изменению сдвига длины волны пика. Уравнение (14) можно использовать для измерения температуры. Изменение пиковой длины волны отраженного сигнала можно идентифицировать с помощью интеррогатора. Как правило, этот сдвиг пиковой длины волны и изменение рабочей температуры имеет линейную зависимость между 40 и 400 °С. Тем не менее, можно достичь и больших значений при изменении материалов сердцевины и оболочки волокна, специальных покрытий.

Типовые интеррогаторы доступные сегодня на рынке могут опрашивать от 4 до 70 датчиков (IBSEN) с погрешностью измерений до 0,5-3 пм и частотой опроса 17-35 Гц [12].

3. Квазиадресная КРСС для измерения температуры с волновым/частотным мультиплексированием и оптико-электронным интеррогатором

ВБР играют важную роль в технологии ВОД. Такие датчики очень привлекательны для квазираспределенного измерения, поскольку в них используется только одно оптическое волокно с множеством решеток, записанных по длине волокна. В обычных ВБР используется широкополосный источник света и метод прямого спектрометрического обнаружения. Их основная проблема связана с обнаружением относительно небольших сдвигов резонансной длины волны массивов решеток, подверженных деформации или медленным изменениям температуры. Дополнительным применением ВБР в сенсорных технологиях является создание интерферометров в одном оптоволокне. В этом случае брэгговские решетки действуют как селективные зеркала. Положения решеток по длине волокна определяют разность оптических путей. Могут быть реализованы мультиплексирование с частотным разделением, мультиплексирование с разделением по длине волны и мультиплексирование с временным разделением [13-15].

В частности, низкодобротный интерферометр Фабри-Перо (НДИФП) на основе решеток Брэгга имеет важные преимущества, например, высокую точность, чувствительность измерений, возможность промышленного применения, простоту реализации, простоту мультиплексирования, безопасность, поскольку электромагнитное поле не влияет на интерферометрические процессы в датчике. В то время есть и недостаток – высокая стоимость. Чтобы снизить стоимость канала измерения для одного датчика, как говорилось выше, применяют возможности различных топологий и мультиплексирования.

Применяя методы мультиплексирования с частотным разделением, мультиплексирования с разделением по длине волны и мультиплексирования с разделением по длине волны и частоте, можно разработать КРСС [16, 17] контроля температуры на НДИФП, состоящих из двух ВБР.

На рис. 7 представлена КРСС на базе НДИФП для контроля температуры одного канала ТП в ходе МВТП.

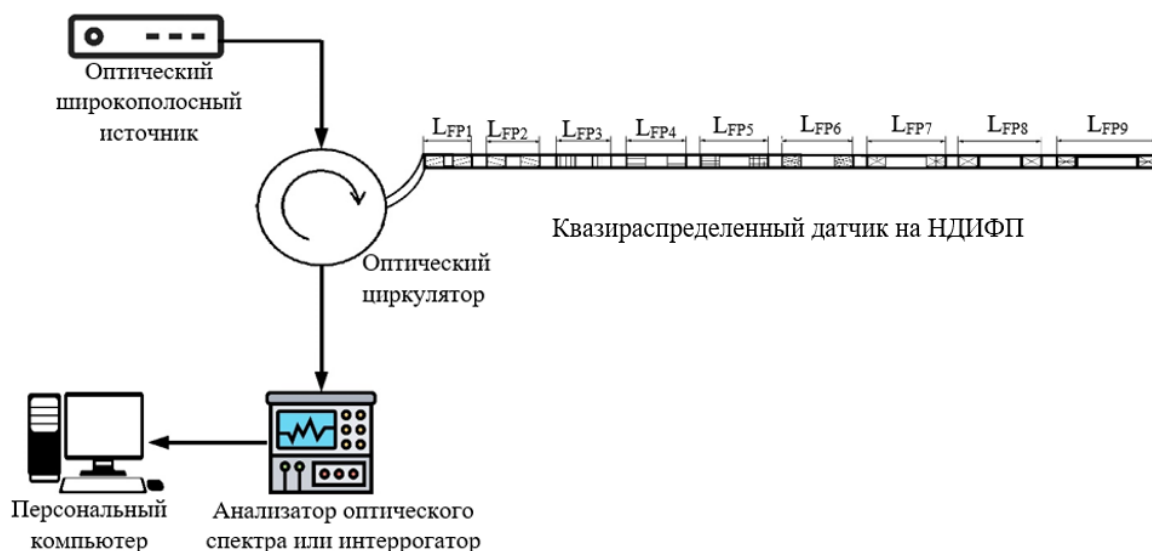


Рис.7. КРСС на базе НДИФП для контроля температуры одного канала ТП в ходе МВТП

Канал КРСС должен состоять из последовательного массива девяти двойных ВБР датчиков. Все ВБР имеют одинаковую длину 1 мм и коэффициент отражения 5%. Длина волны Брэгга всех решеток составляла 1550 нм (по имеющейся в распоряжении лаборатории маске). Расстояния между решетками внутри НДИФП устанавливались в интервале от 2 до 6 мм. Был получен их оптический спектр на анализаторе спектра, который представлен на рис. 8. Частотные составляющие спектра, уникальные для каждого НДИФП, могут быть выделены с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) при фильтрации каждой частоты заполнения, уникальной для каждого расстояния между ВБР.

Проведем теоретический анализ и численное моделирование квазираспределенного датчика [18]. Оптическая система (рис. 7) состоит из широкополосного источника, оптического циркулятора 50/50, АОС, ПК и одного канала квазираспределенного датчика.

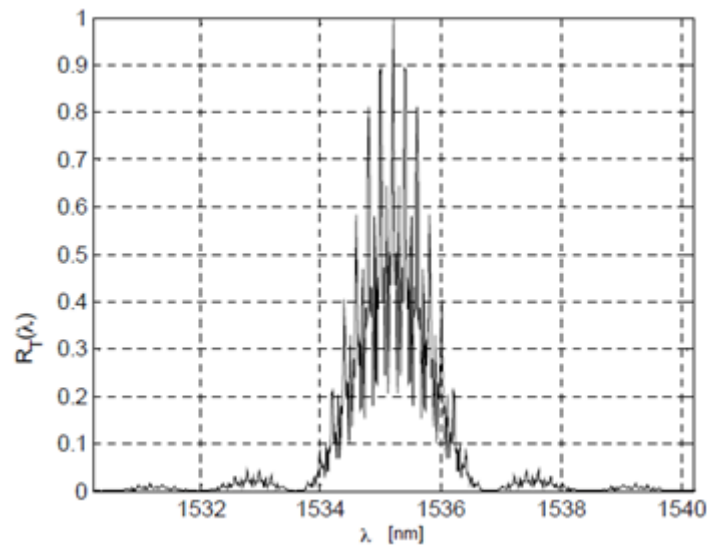


Рис. 8. Оптический спектр НДИФП (адаптировано из [22])

Точечный датчик на НДИФП представлен на рис. 9.

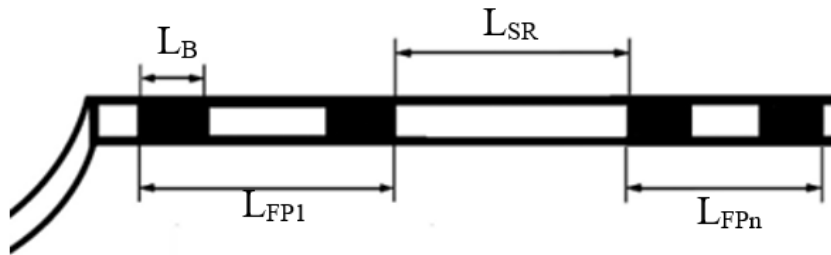


Рис. 9. Точечный датчик на НДИФП

Здесь: L_B – длина решеток, L_{FP1} – длина резонатора НДИФП1 (минимальная), L_{SR} – пространственное разбиение по длине канала.

Каждый НДИФП имеет уникальную длину оптического пути, которая обеспечивает мультиплексирование с частотным разделением по уникальной частоте заполнения (рис. 8). НДИФП9 имеет максимальную длину. Таким образом, для нашего оптического датчика может быть устранено мультиплексирование по длине волны, однако этот вопрос будет рассмотрен позже.

Когда квазираспределенный датчик не имеет внешних возмущений, оптический сигнал $R_T(\lambda)$ будет суперпозицией всех интерференционных картин:

$$R_T(\lambda) = \sum_{m=1}^9 R_m(\lambda) = R_1(\lambda) + R_2(\lambda) + R_3(\lambda) + \dots + R_9(\lambda), \quad (15)$$

где $R_T(\lambda)$ – оптический сигнал, регистрируемый АОС, а $R_1(\lambda) \dots R_9(\lambda)$ – интерференционные картины, генерируемые всеми датчиками интерферометра, M – количество НДИФП. С учетом физических параметров оптический сигнал можно переписать как

$$R_T(\nu) = \sum_{m=1}^9 2a_m \left[\left(\frac{\pi n_1 L_B}{\lambda_B} \right)^2 \sin^2 \left(\frac{2n_1 L_B (\lambda - \lambda_B)}{\lambda_B^2} \right) \right] \times \left[1 + \cos \left(\frac{4\pi n_{eff} L_{FPm} (\lambda - \lambda_B)}{\lambda_B^2} \right) \right], \quad (16)$$

где λ – длина волны, a_m – амплитудный коэффициент, n_1 – амплитуда модуляции эффективного ПП решеток. При анализе оптического сигнала (4.16) все интерференционные картины имеют одинаковую огибающую функцию (sinc-функцию), sinc-функцией является спектр отражения решеток (рис. 8), ширина Δ_B определяется как спектральное расстояние между ее нулями $+1$ и -1 :

$$\Delta_B = \frac{\lambda_B^2}{n_1 L_B}. \quad (17)$$

Каждая интерференционная картина имеет свою частотную составляющую. Существует M функций модуляции, где частотная составляющая ν_{FPm} будет равна:

$$\nu_{FPm} = \frac{2nL_{FPm}}{\lambda_B^2}. \quad (18)$$

Чтобы узнать частотные составляющие, применим преобразование Фурье к оптическому сигналу

$$R_T(\nu) = F\{R_T(\lambda)\} = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(\lambda) e^{-i2\pi\nu\lambda} d\lambda. \quad (19)$$

В итоге получим полное описание сигнала, представляющее сигнал огибающей и сигнал на частотах (18)

$$R_T(\nu) = F \left\{ \left[\left(\frac{\pi n_1 L_{BG}}{\lambda_{BG}} \right)^2 \sin^2 \left(\frac{\lambda - \lambda_{BG}}{\Delta_{BG}} \right) \right] \right\} \otimes \left\{ \sum_{m=1}^M 2a_m \left[1 + \cos(2\pi\nu_{FPm} (\lambda - \lambda_{BG})) \right] \right\}. \quad (20)$$

Частота ν_{FPm} является центральным положением каждой функции m -го датчика НДИФП. Таким образом отклик каждого датчика разделен по частоте, а полоса пропускания частотной огибающей

$$\nu_B = \frac{4n_1 L_B}{\lambda_B^2}. \quad (21)$$

Когда квазираспределенный датчик имеет внешние возмущения, изменяющаяся температура влияет на период ВБР Λ , ее ПП n , длину решеток L_B и длину резонатора L_{FPm} . Вызванные этими изменениями частотные сдвиги появляются и в спектре интерференционных картин каждого НДИФП и в спектре оптического сигнала, регистрируемого анализатором оптического спектра (АОС).

Оптический спектр $R_T(\lambda, \delta\lambda)$ может быть выражен из (4.15) как

$$R_T(v, \delta\lambda) = \sum_{m=1}^9 R_m(\lambda - \delta\lambda_{Bm}) = R_1(\lambda - \delta\lambda_{B1}) + \dots + R_9(\lambda - \delta\lambda_{B9}) . \quad (22)$$

Теперь оценим их частотные составляющие через БПФ

$$R_T(v, \delta\lambda) = F\{R_T(\lambda, \delta\lambda)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{m=1}^M R_m(\lambda - \delta\lambda_{Bm}) e^{i2\pi v\lambda} d\lambda . \quad (23)$$

Используя свойство частотного сдвига $\delta\lambda$, преобразование Фурье для изменяющейся температуры будет иметь вид

$$R_T(v, \delta\lambda) = \sum_{m=-M}^M R_m(v) e^{-i2\pi v\delta\lambda_{Bm}} . \quad (24)$$

Согласно уравнению (24), частотный спектр $R_T(v, \delta\lambda)$ представляет собой произведение между $R_T(v)$ (19) и набором фаз сдвига. Эти фазы сдвига и содержат информацию о возмущениях.

Для всех квазираспределенных датчиков на основе НДИФП длина резонатора является очень важным параметром, так как она определяет характеристики датчика. Их пределы зависят от приборов, характеристик локального датчика и демодуляции сигнала. Поскольку для частотного анализа используется алгоритм фазового анализа на БПФ минимальный размер длины резонатора должен обеспечивать несколько частотных периодов, сто может быть достигнуто при, а частотная составляющую v_{FP1} будет равна v_B .

Система оптического зондирования использует прямое спектроскопическое обнаружение [19]. В этом методе используется анализатор оптического спектрометра, который определяет максимальную длину резонатора L_{FPM} . АОС имеет ограничение на обнаружение оптического сигнала. Учитывая теорему выборки, спектрометр АОС может обнаружить сигнал тогда и только тогда, когда выполняется следующее условие $\Delta\lambda_{FPMmin} = 2\Delta\lambda$, где $\Delta\lambda_{FPMmin}$ – минимальный обнаруживаемый период в полосе пропускания, а $\Delta\lambda$ — разрешение АСО. Тогда максимальная частотная составляющая может быть выражена как $L_{FPM} = \lambda_B^2 / 4n\Delta\lambda$. Поэтому длина резонаторов выбрана от 2 до 6 мм.

Невозможно иметь большие длины резонаторов, потому что они не будут укладываться в размер датчика (ограничено 15 мм) и не будут разрешимы АОС, поскольку чем длиннее резонатор, тем выше добротность его линий.

При частотном мультиплексировании диапазон частот НДИФП с учетом указанных размеров будет составлять десятки ГГц у интерферометров с минимальной длиной. Что представляет собой определенные трудности при регистрации и требует наличия большого числа фильтров. При этом, НДИФП образованы однородными неаподизированными решетками с одинаковой длиной L_{BG} , ширина полосы каждого пика определяется уравнением (21). Чтобы разделить отклики в частотной области два пика не должны перекрываться. Это условие накладывает следующие ограничения: минимальное расстояние между центрами решеток для самых коротких интерферометров равно $2L_B$, а разность длин резонаторов любых двух НДИФП должны превышать $2L_B$. В связи с этим кроме частотного мультиплексирования, во избежание коллизий необходимо вводить мультиплексирование с разделением по длине волны. В этом случае мы возвращаемся к выводу по разд. 2 и всем присущим ему недостаткам.

Несомненно, что при работе КРСС на НДИФП на одной длине волны точность определения сдвига будет высокой, значительно выше чем у КРСС на ВБР, и в пределе может достигать 1 Гц, если иметь ввиду, как мы показали, прямое преобразование «температура – частота заполнения огибающей заполнения, выраженная через сдвиг ее фазы».

4. Адресная КРСС для измерения температуры с частотным мультиплексированием и радиифотонным интеррогатором

Развитие новой концепции АВБС и создание на их основе принципиально новых КРСС требует решения ряда существенных вопросов. Они уже завоевали популярность для решения малосенсорных задач с 1-3 датчиками. Решение многосенсорных задач с их помощью анонсировано, проиллюстрировано [9], но пока не вышло за рамки лабораторных исследований.

В данной работе мы строим многосенсорный канал КРСС на девяти АВБС. На рис. 10 представлена КРСС на базе АВБС для контроля температуры одного канала ТП в ходе МВТП.

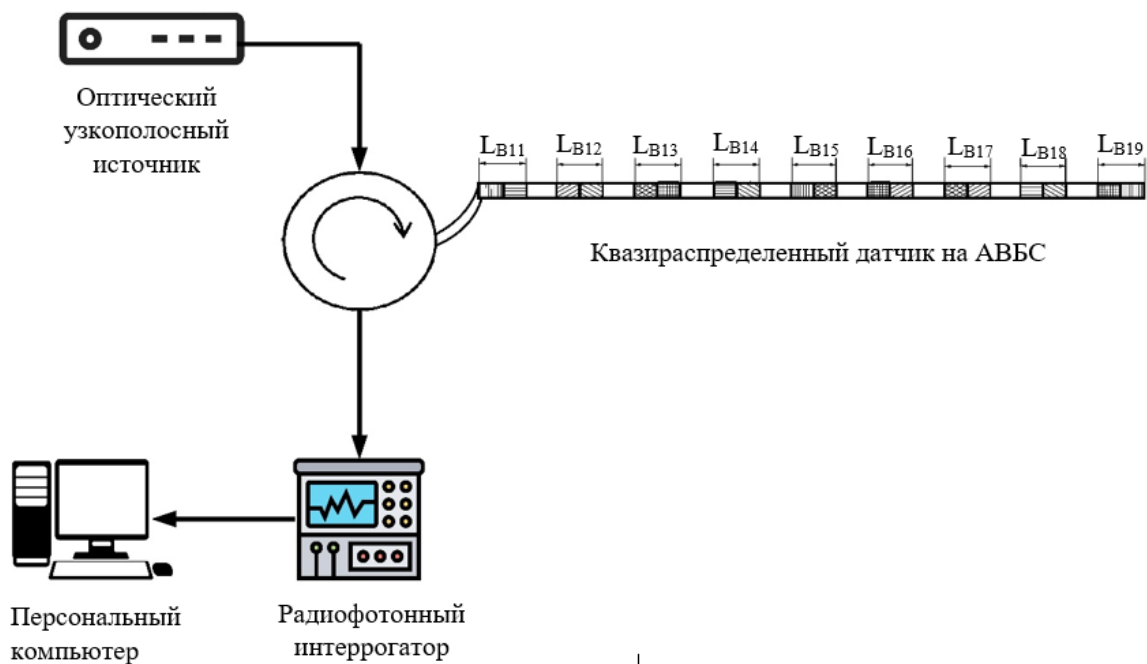


Рис. 10. КРСС на базе АВБС для контроля температуры одного канала ТП в ходе МВТП

Из множества АВБС – двухкомпонентных [19] и трехкомпонентных [9], выбраны двухадресные трехкомпонентные решетки (ДТАВБС), совмещающие в себе преимущества трехкомпонентных решеток при решении вопроса о коллизиях при их перекрытиях и появлению «ложных» положений, совпадающих с адресными компонентами, и простоту двухкомпонентных решеток, в которых одинаковы адреса между центральной и левой, а также центральной и правой компонентами.

На рис. 11 приведено ситуационное положение массива из девяти датчиков ТАВБС с оптическим фильтром, имеющим наклонную линейную АЧХ в области хождения ВБС.

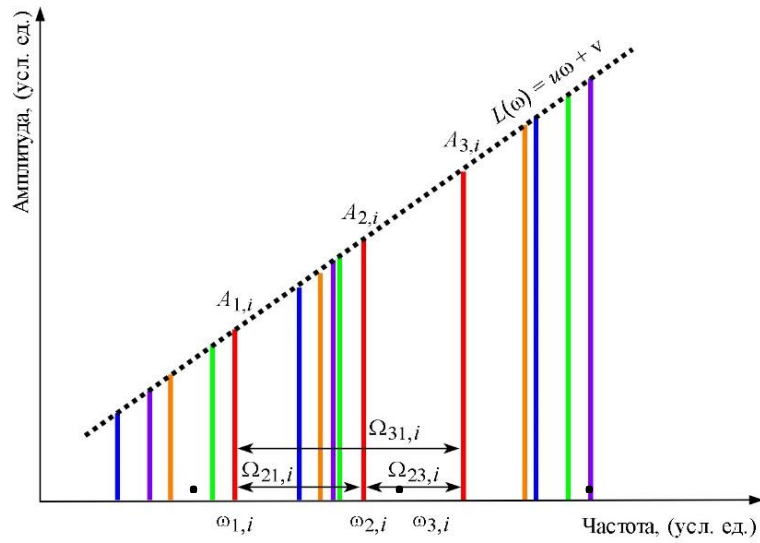


Рис. 11. Ситуационное положение массива из девяти датчиков ТАВБС с оптическим фильтром, имеющим наклонную линейную АЧХ (пять решеток отмечены цветами, четыре иллюстративно изображены многоточием в силу безотносительности задачи к их положению)

Одним цветом на рис. 11 условно показаны компоненты излучения каждой из ТАВБС, $\omega_{1,i}$, $\omega_{2,i}$, $\omega_{3,i}$ – частоты левой, центральной и правой компонент излучения, $A_{1,i}$, $A_{2,i}$ и $A_{3,i}$ – соответственно их амплитуды. Для адресных (разностных) частот введены обозначения: $\Omega_{21,i}$ – адресная частота между центральной и левой компонентами излучения, $\Omega_{32,i}$ – адресная частота между правой и центральной компонентами, и их сумма $\Omega_{31,i} = \Omega_{21,i} + \Omega_{32,i}$ – адресная частота между правой и левой компонентами. Параметры u – угловой коэффициент, равный тангенсу угла наклона, а v – смещение по оси ординат описывают фильтр с линейной наклонной амплитудно-частотной характеристикой [20].

Для ДТАВБС выберем $\Omega_{21,i} = \Omega_{32,i} = \Omega_i$, а $\Omega_{31,i} = 2\Omega_i$, $\omega_{2,i} = \omega_i$.

Частоты компонент i -ой ДТАВБС можно выразить через частоту центральной компоненты и разностные адресные частоты:

$$\omega_{1,i} = \omega_i - \Omega_i \text{ и } \omega_{3,i} = \omega_i + \Omega_i, \quad (25)$$

Суммарное излучение, от одной i -ой ДТАВБС, описывается суммой излучений на трех частотах ее компонент:

$$S_i(t) = A_i(\omega_i - \Omega_i) \cdot e^{j(\omega_i - \Omega_i)t} + A_i(\omega_i) \cdot e^{j\omega_i t} + A_i(\omega_i + \Omega_i) \cdot e^{j(\omega_i + \Omega_i)t}. \quad (26)$$

Заметим, что амплитуды $A_{1,i}$, $A_{2,i}$ и $A_{3,i}$ связаны между собой через характеристическое уравнение фильтра с наклонной амплитудно-частотной характеристикой. Поэтому от двойного индекса в обозначении амплитуд можно отказаться, обозначив амплитуду центральной оптической частоты за A_i , а амплитуды левой и правой компонент многоадресной волоконной брэгговской структуры выразить через амплитуду центральной оптической частоты, адресные частоты и уравнение фильтра с линейной наклонной амплитудно-частотной характеристикой.

$$\begin{aligned} A_{1,i} &= A_i(\omega_i) - u\Omega_i \\ A_{2,i} &= A_i(\omega_i) = u\omega_i + v \\ A_{3,i} &= A_i(\omega_i) + u\Omega_i \end{aligned} \quad (27)$$

Суммарный оптический отклик от массива ДТАВБС представляет собой алгебраическую сумму световых откликов от каждой из таких структур в массиве:

$$S(t) = \sum_{i=1}^N S_i(t), \quad (28)$$

где $N=9$ – количество таких структур, а выходной ток пропорционален квадрату интенсивности светового потока:

$$I(t) = \left(\sum_{i=1}^N S_i(t) \right)^2. \quad (29)$$

Путем алгебраических вычислений можно показать, как это показано в [21], что полное выражение для выходного тока содержит постоянный уровень сигнала, колебания на адресных частотах многоадресных волоконных брэгговских структур, и перекрестные колебания оптических частотных компонент от различных структур, которые не формируют адрес:

$$\begin{aligned} I(t) = & \sum_{i=1}^N (A_{1,i}^2 + A_{2,i}^2 + A_{3,i}^2) + 2 \sum_{i=1}^N A_{1,i} A_{2,i} \cos(\Omega_i t) + A_{2,i} A_{3,i} \cos(\Omega_i t) + A_{1,i} A_{3,i} \cos(2\Omega_i t) + \\ & + 2 \sum_{i=1}^N \sum_{k=i+1}^N \left[\begin{aligned} & A_{1,i} A_{1,k} \cos((\omega_i - \omega_k - \Omega_i + \Omega_k)t) + \\ & + A_{1,i} A_{2,k} \cos((\omega_i - \omega_k - \Omega_i)t) + \\ & + A_{1,i} A_{3,k} \cos((\omega_i - \omega_k - \Omega_i - \Omega_k)t) \end{aligned} \right] + 2 \sum_{i=1}^N \sum_{k=i+1}^N \left[\begin{aligned} & A_{2,i} A_{1,k} \cos((\omega_i - \omega_k + \Omega_k)t) + \\ & + A_{2,i} A_{2,k} \cos((\omega_i - \omega_k)t) + \\ & + A_{2,i} A_{3,k} \cos((\omega_i - \omega_k - \Omega_k)t) \end{aligned} \right] + \\ & + 2 \sum_{i=1}^N \sum_{k=i+1}^N \left[\begin{aligned} & A_{3,i} A_{1,k} \cos((\omega_i - \omega_k + \Omega_i + \Omega_k)t) + \\ & + A_{3,i} A_{2,k} \cos((\omega_i - \omega_k + \Omega_i)t) + \\ & + A_{3,i} A_{3,k} \cos((\omega_i - \omega_k + \Omega_i - \Omega_k)t) \end{aligned} \right] \end{aligned} \quad (30)$$

Известными величинами в (30) являются адресные частоты Ω_i , а неизвестными величинами являются все амплитуды $A_{1,i}$, $A_{2,i}$, $A_{3,i}$ ($3N=27$ штук) и положения центральных частот ω_i ($N=9$ штук). Добавим $3N$ штук требований, что точки $(\omega_i - \Omega_i, A_{1,i})$, $(\omega_i, A_{2,i})$, $(\omega_i + \Omega_i, A_{3,i})$ связаны (27), поскольку они все проходят через один и тот же фильтр с известной наклонной амплитудно-частотной характеристикой $L(\omega) = u\omega + v$. Подставив (27) в (30) получим зависимость выходного тока фотоприемника не от 27, а от $N=9$ неизвестных величин ω_i , ($i = 1, N$).

Введем в рассмотрение объединенное множество значений частот, объединив нулевую частоту (постоянный уровень сигнала), множество адресных частот Ω_i и множество их сумм $2\Omega_i$ в систему фильтров:

$$\{\Omega_{F,n}\}_{n=1, \overline{3N+1}} = \{0\} \cup \{\Omega_i\} \cup \{2\Omega_i\}, \forall i = \overline{1, N}. \quad (31)$$

Отфильтровав сигнал (30), на частотах (31), получим переопределенную систему из $3N+1$ уравнений для нахождения N неизвестных.

На рис. 12 представлен спектр электрического сигнала после фотоприемника (красная линия) и полосовых фильтров, настроенных на адресные частоты Ω_i (синие линии) для одного из случаев численного моделирования.

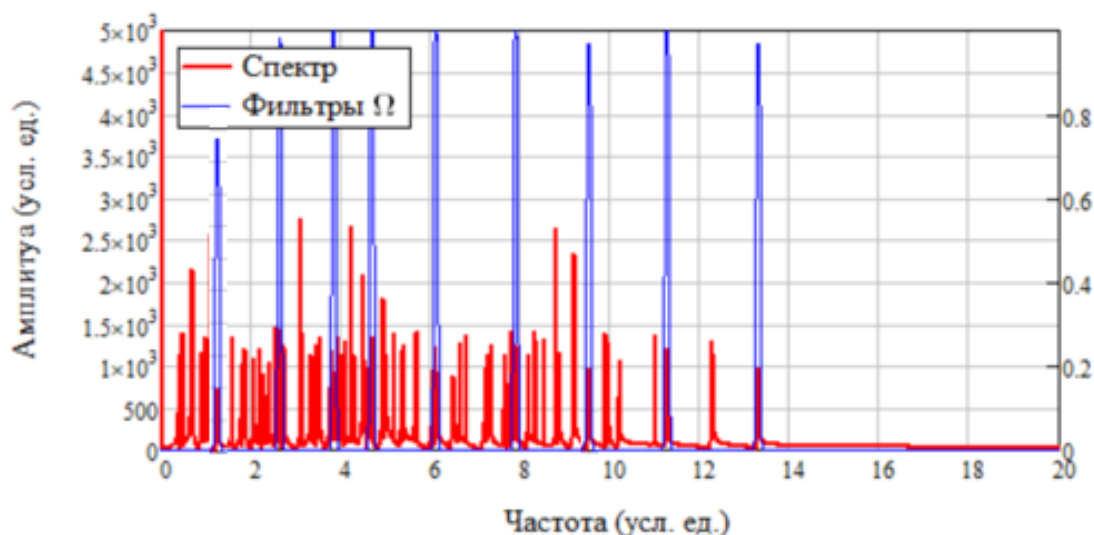


Рис.12. Спектр выходного электрического сигнала после фотоприемника (красная линия) и фильтров адресных частот Ω_i (синяя линия).

Алгоритм дальнейших вычислений сводится к тому, что определяются амплитуды выходного тока на частотах Ω_i , далее анализируется такая же картина для удвоенных частот $2\Omega_i$. Значения подставляются в уравнение (30) для компоненты с информационными частотами и вычисляется значение ω_i для $N=9$ неизвестных частот, однозначно связанных с температурой.

В ряде проведенных вычислительных экспериментов, подтвержденных автором, абсолютная погрешность определения положения центральных частот спектральных компонент ДТАВБС составляет не более 10-15 МГц, что соответствует величине ошибки определения брэгговской длины волны в диапазоне 0,1 пм, что свидетельствует об очень высокой точности измерений для таких систем.

Сама система является радиофотонной и не требует сложного, дорогостоящего интеррогатора с низкой скоростью опроса. Скорость опроса полной матрицы в данной системе зависит от максимально возможной скорости переключения 11 каналов по девять датчиков в каждом. Скорость регистрации спектрограммы на выходе фотоприемника КРСС определяется быстродействием АЦП, которая при современных технологиях лежит в диапазоне 100 МГц (десятки наносекунд)

Таким образом, сформированный массив ДТАВБС позволяет измерять температуру в диапазоне хождения, определяемым МВТП, отказаться от волнового мультиплексирования, из чего следует существенное снижение практически в девять раз полосы излучения лазера и возможности обеспечения равномерного по мощности излучения, снижение стоимости лазерного источника. Определенное усложнение системы в этом случае может быть обосновано сложностью изготовления ДТАВБС, что будет рассмотрено в следующем параграфе.

5. Рабочий диапазон КРСС, выбор источников зондирования датчиков и фотоприемников

Введем понятие рабочего диапазона $\Delta\lambda_{RD}$: рабочий диапазон определяет интервал, в котором пик ВБС датчиков может перемещаться в области длин волн при изменении температуры. Каждый датчик при волновом уплотнении должен иметь свой собственный рабочий диапазон и перекрытие недопустимо. При чувствительности ВБС структур 10 пм/°C и изменении температуры в рабочей камере в диапазоне 400 °C $\Delta\lambda_{RD}=4$ нм.

На рис. 13-15 показана общая картина, позволяющая определить полную ширину излучения лазерного источника или перестраиваемого лазера.

Тогда полоса излучения лазерного источника, требуемая для работы КРСС на основе ВБР и НДИФП равен ~ 40 нм.

Существует несколько коммерческих лазерных диодов, длина волны которых перестраивается в широких пределах, например Finisar S7500 [23] и Topica CTL 1550 [24].

Приведем сравнительную характеристику приведенных моделей перестраиваемых лазерных диодов, адаптированную к нашим задачам (таблица 1):

Таблица 1. Сравнительная характеристика перестраиваемых лазерных диодов

Параметр	Finisar S7500	CTL 1550
Центральная длина волны, нм	1550	1550
Диапазон перестройки, нм	40	120
Ширина линии излучения, кГц	5 000	10
Подавление боковых мод, дБ	40	40
Шаг перестройки, ГГц	50±2,5	12,5
Частота сканирования (весь диапазон), Гц	~1000	0,08
Выходная мощность, мВт	20	100
Тип корпуса	Custom, 14 pin	Lab
Стоимость, \$ США	4 000	~10 000

Для КРСС на основе ДТАВБС полоса излучения лазерного источника, требуемая для работы, составляет 5 нм. В этом случае для стенда может быть использован метрологический лазер Grandway FHS2D02F [25] – источник оптического излучения, предназначенный для тестирования ВОЛС. FHS2D02F может излучать сигнал в непрерывном режиме, обеспечивая высокую стабильность, передавать вместе с излучаемым сигналом зашифрованный цифровой идентификатор автоматического определения длины волны для измерителя мощности FHR2. Ширина полосы излучения 3-5 нм.

Также в качестве источника широкополосного излучения рекомендуется использовать суперлюминесцентные диоды с центральной длиной волны 1550 нм и шириной спектра, превышающей диапазон изменения длин волн спектральных компонент ДТАВБС, например, диод производства компании «Superlum» [26].

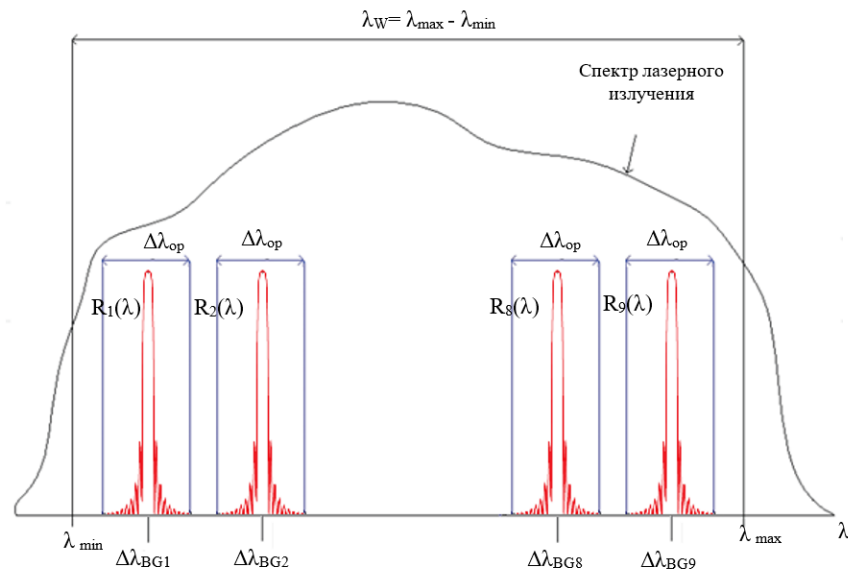


Рис. 13. План волнового мультиплексирования ВБР датчиков

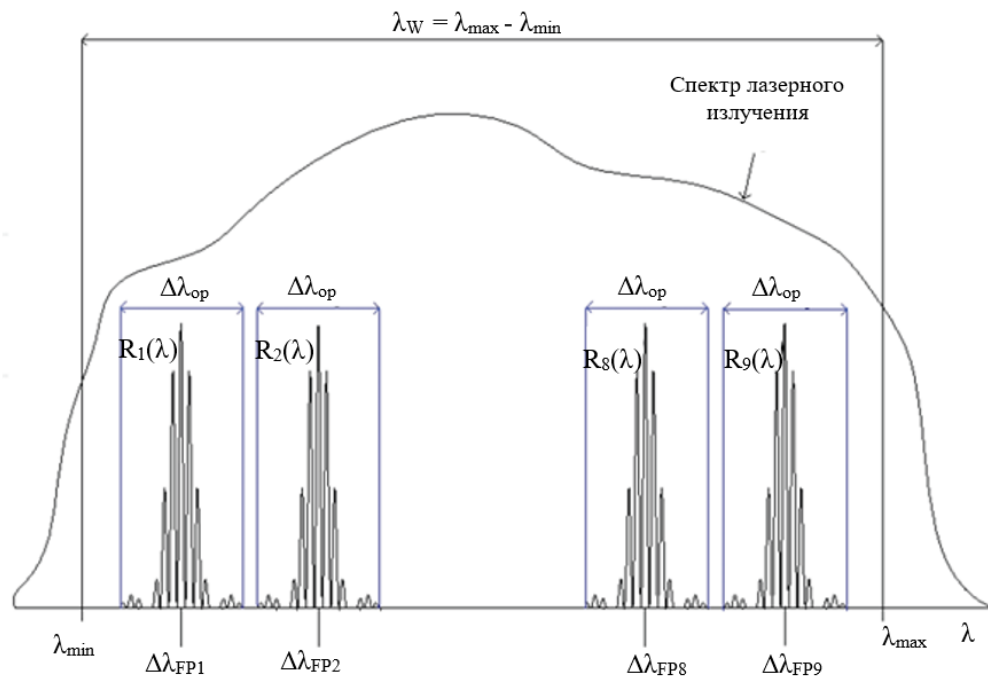


Рис. 14. План волнового мультиплексирования НДИФП датчиков (адаптировано из [22])

Выходная оптическая мощность источника выбирается, исходя из варианта исполнения системы контроля с целью обеспечения достаточного соотношения сигнал/шум измерений. При этом следует понимать, что лазер в своей внутренней структуре не должен содержать элементов Фабри-Перо, иначе в его излучении будет множество провалов.

Одним из основных компонентов предложенной измерительной системы является фотоприемник, который должен работать в диапазоне частот до 15 – 20 ГГц, со спектральной чувствительностью в диапазоне длин волн от 1510 до 1590 нм, обладать низким показателем обратного отражения и иметь оптоволоконный ввод. В настоящее время на рынке имеется достаточно широкий выбор фотоприемников, отвечающих этим требованиям.

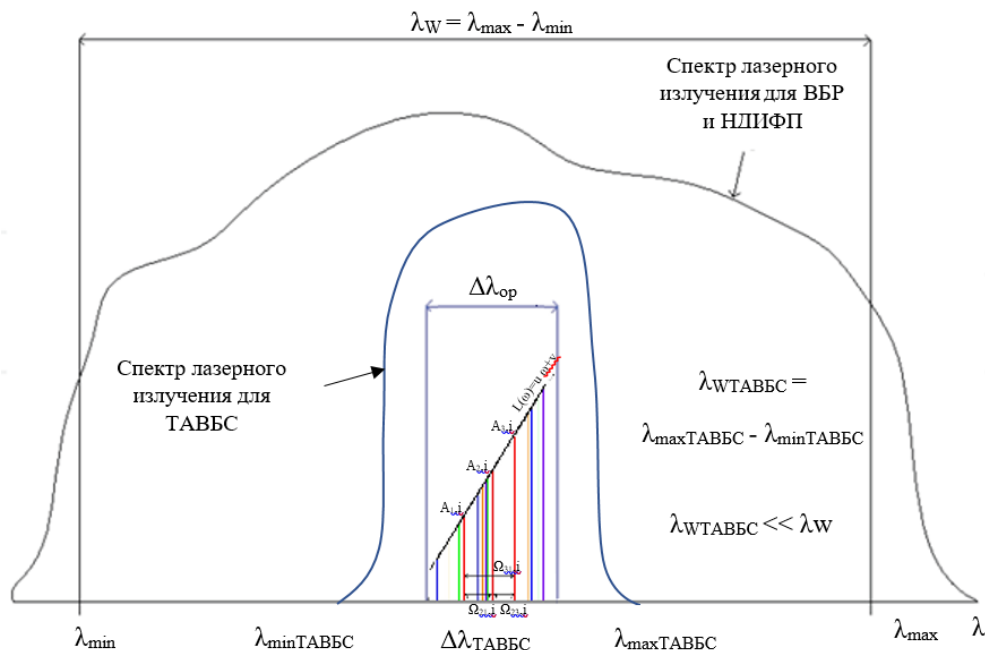


Рис. 15. План волнового мультиплексирования двухадресных ТАВБС датчиков

Следовательно, можно определить одно из ключевых требований к выбору фотоприемника, это возможность его работы в диапазоне частот от нескольких мегагерц до 15 – 20 ГГц. Фотоприемники с большей полосой рабочих частот в настоящее время не смогут обеспечить улучшение технико-экономических показателей разрабатываемой системы в силу их высокой стоимости.

Фильтрация выходного радиосигнала с фотоприемника осуществляется на адресных частотах адресной волоконной брэгговской структуры, что накладывает свои требования к выбору частотных фильтров. В качестве рекомендаций по выбору фильтров адресных частот можно обратиться к линейке частотных фильтров, производимых компанией «Микран».

Оценим погрешность измерений температуры на основе ДТАВБС аналогично работам [26]. Полученная спектральная ширина линий в спектральном отклике ДТАВБС, образующих адрес, составляет 120 МГц. С учетом адресной частоты в 10 ГГц относительная погрешность измерения посредством такой ДТАВБС составляет порядка $\delta_{\text{ДТАВБС}} = 1,2\%$. Таким образом, при максимальной измеряемой температуре в 400 °С, максимальная абсолютная погрешность измерения температуры составит около 5 °С. Однако данный метод оценки погрешности не является оптимальным и учитывает особенности метода нахождения максимума ВБР в оптическом диапазоне.

Проведем оценку погрешности в радиодиапазоне. Измерение адресной частоты в идеальном случае может составить 1 Гц или 10^{-8} , если рассматривать относительную величину. Как показано в разд. 4.3 погрешность измерения составит величину на порядок большую – 12 МГц. Таким образом $\delta_{\text{ДТАВБС}} = 0,12\%$.

Отклонение АЧХ фильтра, представленного на рис. 4, от ее линейной аппроксимации составляет не более $\delta_{\text{ф}} = 0,15\%$ в диапазоне измерений, а при изготовлении фильтра в виде треугольной ВБР близка к 0. Погрешность измерений вследствие случайного смещения положения фильтра с линейной наклонной АЧХ при стабилизации температуры фильтра $\pm 0,68$ °С (типовое значение диапазона удержания для волоконно-оптической аппаратуры) составляет $\delta_{\text{т}} = 0,1\%$ от диапазона измерений.

Общая погрешность измерений складывается из погрешности вычислений центральных частот АВБС, погрешности нелинейности склона АЧХ оптического фильтра, погрешности его температурной стабилизации и погрешностей АЦП измерительного ($\delta_{\text{АЦП1}}$) и опорного ($\delta_{\text{АЦП2}}$) каналов $\sim 0,1\%$:

$$\delta = \sqrt{\delta_{\text{ДТАВБС}}^2 + \delta_{\text{Ф}}^2 + \delta_{\text{Т}}^2 + \delta_{\text{АЦП1}}^2 + \delta_{\text{АЦП2}}^2}. \quad (32)$$

Тогда, исходя из вышеизложенных оценок, общая погрешность измерений составит $\delta=0,25\%$.

Заключение

В работе рассмотрены принципы построения и выработаны рекомендации для реализации квазираспределенных волоконно-оптических сенсорных сетей для контроля распределения интенсивности ЭМП и температуры в закрытой рабочей СВЧ-камере, основанные на модернизированном калориметрическом методе.

В частности:

- определены требования и разработаны практические рекомендации по выбору топологий подключения матрицы ТП-датчиков и методики мультиплексирования чувствительного элемента каждого из них;
- отдельно рассмотрены рекомендации по выбору интеррогаторов для различных типов чувствительных элементов, построенных на ВБС;
- разработаны рекомендации по построению оптоэлектронной безадресной КРСС с волновым мультиплексированием, в качестве датчиков которой используются гауссовы ВБР и оптико-электронные интеррогаторы;
- разработаны рекомендации по построению оптоэлектронной квазиадресной КРСС с элементами радиочастотной обработки сигналов и частотно-волновым мультиплексированием, в качестве датчиков которой используются интерферометры Фабри-Перо на двух идентичных ВБР и оптико-электронные интеррогаторы с радиочастотными фильтрами для получения квазиадресной информации о ТП-датчике, с которого регистрируется информация о температуре;
- разработаны рекомендации по построению адресной радиофотонной КРСС, в качестве датчиков которой используются АВБС и радиофотонный интеррогатор для получения адресной информации о ТП-датчике, с которого регистрируется информация о температуре;
- разработаны рекомендации по выбору лазерных источников и фотоприемников, применяемых в указанных выше КРСС;
- показан выигрыш по полосе излучения используемого лазерного источника, кратный числу ТП-датчиков, в зондируемом отрезке волокна, при применении адресной радиофотонной КРС;
- оценена погрешность измерения температуры в адресной радиофотонной КРСС и показан выигрыш в точности измерений по сравнению с другими видами КРСС, который может достигать 5-30 раз, в зависимости от характеристик интеррогатора, используемого в оптоэлектронных КРСС.

Список литературы

1. Кувшинов, Н.Е. Радиофотонная система измерений распределения температур и интенсивности электромагнитного поля в рабочей камере лабораторной технологической установки СВЧ-диапазона // Н.Е. Кувшинов, Рин.Ш. Мисбахов, Рус.Ш. Мисбахов и др.

- // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2021. № 3 (51). С.77-92.
2. Кувшинов, Н.Е. Математическая модель микроволнового нагрева обрабатываемой среды и термопреобразователей для контроля распределения температуры модернизированным калориметрическим методом / Н.Е. Кувшинов // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2021. № 3 (51). С. 103-112.
 3. López–Amo, M. Networks of Fiber Optics Sensors and their Applications/ M. López–Amo. – Advanced Photonic Topics, University of Cantabria. – 1997.
 4. López–Amo, M. Multiplexing techniques for FBG sensors, in: Fiber Bragg Gratings Sensors: Research Advancements, Industrial Applications and Market Exploitation/ M. Lopez–Amo, J.M. Lopez–Higuera. – Bentham Science Publishers. – 2011.
 5. Kirkendall, C.K. Overview of high performance fibre–optic sens-ing/C.K. Kirkendall A. Dandridge, J. Phys. D//Appl. Phys. – 2004. – 37. – P.197–R216.
 6. Нуреев, И.И. Радиофотонные полигармонические системы интеррогации комплексированных датчиков на основе волоконных брэгговских решеток. Часть 1. Радиофотонные полигармонические методы зондирования/И.И. Нуреев/ Прикладная фотоника. 2016. Т. 3. № 3. С. 193-220.
 7. Нуреев, И.И. Радиофотонные полигармонические системы интеррогации комплексированных датчиков на основе волоконных брэгговских решеток. Часть 2. Единое поле комплексированных датчиков/ И.И. Нуреев/ Прикладная фотоника. 2016. Т. 3. № 3. С. 221-251.
 8. Нуреев, И.И. Радиофотонные полигармонические системы интеррогации комплексированных датчиков на основе волоконных брэгговских решеток. Часть 3. Полигармонические системы интеррогации комплексированных волоконно-оптических датчиков/ И.И. Нуреев/Прикладная фотоника. 2017. Т. 4. № 2. С. 139-170.
 9. Аглиуллин, Т.А. Многоадресные волоконные брэгговские структуры в радиофотонных сенсорных системах / Т.А. Аглиуллин, В.И. Анфиногентов, Рус.Ш. Мисбахов, О.Г. Морозов, А.Ж. Сахабутдинов // Труды учебных заведений связи. – 2020. – Т. 6. – № 1. – С. 6 – 13. – DOI: 10.31854/1813-324X-2020-6-1-6-13.
 10. Bhaskar, C.V.N. /Recent advancements in fiber Bragg gratings based temperature and strain measurement /C.V.N. Bhaskar, S. Pal, P.K. Pattnaik / Results in Optics. – 5. – 2021. 100130. –DOI: 10.1016/j.rio.2021.100130.
 11. Srimannarayana, K. Fiber Bragg grating and long period grating sensor for simultaneous measurement and discrimination of strain and temperature effects / K. Srimannarayana et al. // Optica Applicata. – 2008. – V. XXXVIII, no 3. – P.601–609.
 12. Васильев, С.А. Фотоиндуцированные волоконные решетки показателя преломления и их применения / С.А. Васильев, О.И. Медведков, И.Г. Королев, Е.М. Дианов // Фотон–Экспресс. Наука. – 2004. – № 6. – С.163 – 183.
 13. Ibsen Photonics: [сайт] – 2022. – [URL: https://ibsen.com/products/interrogation-monitors/](https://ibsen.com/products/interrogation-monitors/) (дата обращения 14.06.2022).
 14. Ben Zaken, B.B. An 8-Channel Wavelength MMI Demultiplexer in Slot Waveguide Structures / B.B. Ben Zaken, T. Zanzury, D. Maka // Materials. - 2016. – 9. - 881.
 15. Weng, Y. Advances Spatial-Division Multiplex Measurement Systems Propositions-From Telecommunication to Sensing Applications: A Review. - / Weng, Y.; Ip, E.; Pan, Z.; Wang, T. // Sensors. – 2016. – 16. - 1387.
 16. Xu, P. Fabry-Perot temperature sensors for quasi-distributed measurement utilizing OTDR / Xu, P.; Pang, F.; Chen, N.; Chen, Z.; Wang, T. // J. Electron. Sci. Technol. China. – 2008. – 6. – P. 393–395.

17. A Theoretical Study and Numerical Simulation of a Quasi-Distributed Sensor Based on the Low-Finesse Fabry-Perot Interferometer: Frequency-Division Multiplexing / José Trinidad Guillen Bonilla, Alex Guillen Bonilla, Verónica M. Rodríguez Betancourt, Héctor Guillen Bonilla, Antonio Casillas Zamora // *Sensors (Basel)*. - 2017 (Apr. 14). - 17(4). - 859. DOI: 10.3390/s17040859.
18. Miridonov, S.V. Resolution limits and efficient signal processing for fiber optic Bragg grating sensors with direct spectroscopic detection / S.V. Miridonov, M.G. Shlyagin, V.V. Spirin // in *Proceedings of the Optical Measurements Systems for Industrial Inspection III*, Munich, Germany, 23–26 June 2003.
19. Морозов, О.Г. Адресные волоконные брэгговские структуры в квазираспределенных радиофотонных сенсорных системах / О.Г. Морозов, А.Ж. Сахабутдинов // *Компьютерная оптика*. – 2019. – № 4. – С. 535 – 543.
20. Мисбахов, Рин.Ш. Адресный волоконно-оптический датчик акустического обнаружения частичного разряда в комплектных распределительных устройствах / Рин.Ш. Мисбахов, А.Н. Васёв, А.Ж. Сахабутдинов, И.И. Нуреев, О.Г. Морозов, К.А. Липатников // *Электротехнические и информационные комплексы и системы*. – 2019. – Т. 15. – № 3. – С. 101 – 110. – DOI: 10.17122/1999-5458-2019-15-3-101-110.
21. Каримов, К.Г. Радиофотонная сенсорная система на базе массива многоадресных брэгговских структур/Каримов К.Г., Морозов О.Г., Мисбахов Р.Ш., Анфиногентов В.И., Сахабутдинов А.Ж./ В книге: V Научный форум телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2021. Материалы XIX Международной научно-технической конференции. – Самара. - 2021. - С.80-81.
22. Twin-Grating Fiber Optic Sensors Applied on Wavelength-Division Multiplexing and Its Numerical Resolution/J. T. G. Bonilla, H. G. Bonilla, A. C. Zamora, G. A. V. Gómez, N. E. F. Rodríguez, A. G. Bonilla and J. R. Gómez /*IntechOpen*. - Chapter 10. - p. 179-195. – 2018. DOI: 10.5772/intechopen.75586.
23. CW Tunable Laser – Butterfly Package | II-VI Incorporated [Электронный ресурс]. – URL: <https://ii-vi.com/product/cw-tunable-laser-butterfly-package/> (дата обращения: 27.08.2021).
24. Кузнецов, А.А. Волоконно-оптическое устройство измерения давления / Эшпай Р.А., Тяжелова А.А., Морозов О.Г. // Пат. 203788 Российская Федерация, МПК G01L; заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВО «Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева–КАИ». – № 2020141292; заявл. 15.12.2020; опубл. 21.04.2021; Бюл. № 12. – 2 с.
25. Связь комплекс: [сайт]. – 2022. – URL:<https://skomplekt.com/tovar/1/1/9999891924/> (дата обращения 14.06.2022).
26. Agliullin, T. Multi-Addressed Fiber Bragg Structures for Microwave-Photonic Sensor Systems / O. Morozov, A. Sakhabutdinov, V. Anfinogentov [et al.] // *Sensors*. – 2020. Vol. 20. – No. 9. – p. 2693.

QUASI-DISTRIBUTED FIBER-OPTIC SENSOR NETWORK FOR DISTRIBUTION CONTROL EMF INTENSITY AND TEMPERATURE IN A CLOSED WORKING MICROWAVE CHAMBER MODERNIZED CALORIMETRIC METHOD

*N.E. Kuvshinov, Rin.Sh. Misbakhov, Rus.Sh. Misbakhov,
G.A. Morozov, O.G. Morozov*

Kazan National Research Technical University named after A.N. Tupolev-KAI
10, K. Marx st., Kazan, 420111, Russian Federation

Annotation. The article presents a comparative analysis of various technologies for measuring the distribution of electromagnetic field (EMF) intensity (at the stage of designing closed working microwave chambers) and temperature (at the stage of monitoring the implementation of thermal microwave processing of material media) when implementing a modernized calorimetric method using as temperature sensor of fiber Bragg structures in their different variations, which is determined both by the specific formulation of the problem of a scientific experiment on microwave processing of material media, and by the requirements for temperature measurement accuracy, cost and operational parameters of its implementation. For this purpose, the article includes an in-depth analysis of fiber Bragg structures in order to fully evaluate the most informational topology of their inclusion and search for the most accurate, fast and cheap interrogator for their interrogation. In conclusion, an analysis is made of the applicability of the considered options for solving various problems of monitoring microwave processes of heat treatment of material media and building closed working chambers for them.

Keywords: fiber-optic sensor network, electromagnetic field, quasi-distributed non-addressed, quasi-addressed and addressable fiber Bragg structures.

Статья представлена в редакцию 15 июня 2022