

РАДИОФОТОННЫЕ СКАЛЯРНЫЕ И ВЕКТОРНЫЕ СИСТЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ МГНОВЕННОЙ ЧАСТОТЫ МИКРОВОЛНОВЫХ СИГНАЛОВ НА БАЗЕ ОДНОПОРТОВОГО МОДУЛЯТОРА МАХА-ЦЕНДЕРА И ТРЕУГОЛЬНЫХ ВОЛОКОННЫХ БРЕГГОВСКИХ РЕШЕТОК

Мальцев А.В.

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

Аннотация. Целью работы является проектирование системы измерения мгновенной частоты (СИМЧ), реализующих измерительное преобразование «частота-амплитуда», для оборонных приложений и телекоммуникационных сетей связи поколения 5G и выше с минимизированной структурой и простым управлением, которая позволит достичь результатов, лучших или близких, получаемых в аналогичных системах с использованием комплексных двухпортовых, сдвоенных, поляризационных модуляторов Маха-Цендера (ММЦ) и других более сложных модуляторов. Указанные модуляторы стали недоступны в условиях санкционного давления или высокой цены поставщиков. Разрабатываемые в данной статье СИМЧ содержат в минимальной структуре одночастотный лазер, однопортовый ММЦ и фотодетектор, а обеспечение работы системы впервые, на наш взгляд, основано на спектральном или поляризационном преобразовании амплитудно-модулированного излучения с составляющими измеряемой частоты в скалярном и векторном брэгговском частотном дискриминаторе. Оценки и контрольные эксперименты показывают возможность достижения в минимизированной структуре разработанных СИМЧ погрешности измерений $\pm 0,01$ ГГц, что на порядок лучше, чем у большинства известных СИМЧ существенно более сложной конфигурации с исключением перекрестных искажений в каналах при их поляризационном разделении.

Ключевые слова: система измерения мгновенной частоты; однопортовый модулятор; треугольная волоконная брэгговская решетка; скалярный брэгговский частотный дискриминатор; векторный брэгговский частотный дискриминатор; спектральное разделение каналов; поляризационное разделение каналов.

Введение

Системы измерения мгновенной частоты (СИМЧ) широко используются в радиоэлектронной борьбе, системах радиолокационного предупреждения, телекоммуникациях и биомедицинских приложениях [1-3]. Обычные устройства СИМЧ основаны на цифровой или аналоговой электронике, которая не может удовлетворить требования широкой полосы пропускания и высокого разрешения. Именно по этой причине в последнее время большое внимание привлекают радиофотонные системы, обладающие такими преимуществами, как большая полоса пропускания, высокое разрешение, устойчивость к электромагнитным помехам и низкое энергопотребление.

Методы построения радиофотонных СИМЧ делятся в основном на четыре категории по типу измерительного преобразования: «частота-время» [4-7], «частота-амплитуда» (ЧА) [8-20], «частота-пространство» [21,22] и «частота-фазовый наклон» [23,24].

СИМЧ ЧА отличается от других компактной структурой, широкой полосой пропускания и высокой скоростью измерений. Для большинства схем этого метода связь между неизвестной радиочастотой (РЧ) и амплитудой оптических или микроволновых сигналов, а именно функция сравнения амплитуд (ФСА), обычно строится с помощью

множества методов, таких как интерференция [8–12], фильтрация [13–17], дисперсия [18], вынужденное рассеяние Бриллюэна [19], временная задержка [20] и так далее.

Интерференционные схемы характеризуются полосой до 40 ГГц и погрешностью измерения менее $\pm 0,037$ ГГц [9]. Однако использование интерферометров может привести к несовпадению длин волн оптических несущих и их пиковой-нулевой точки частотной характеристики. Фактически, влияние зависимости от длины волны можно эффективно уменьшить за счет конструкции системы. В [13] широкополосный оптический источник используется для реализации двух перестраиваемых микроволновых фотонных фильтров с погрешностью $\pm 0,11$ ГГц в диапазонах 8–16,5 ГГц и 11,5–20 ГГц. Для дисперсионного метода в различных ветвях используются катушки одномодовых волокон, обладающие хорошей масштабируемостью. Однако при дальнейшем распространении волн будут возникать дополнительные помехи и шумы, что снижает разрешающую способность системы.

В [19] для определения коэффициента усиления Бриллюэна используются два однополосных модулятора и синхронный усилитель. ФСА связана с несколькими параметрами усилителя. В [20] используется временная задержка, вносимая кабелем с методами ремодуляции. Обе системы имеют высокую сложность.

Целью работы является проектирование СИМЧ с минимизированной структурой и простым управлением, которая позволит достичь результатов, лучших или близких, получаемых в аналогичных системах с использованием комплексных двухпортовых, сдвоенных, поляризационных модуляторов Маха-Цендера (ММЦ) и других более сложных модуляторов. Указанные модуляторы стали недоступны в условиях санкционного давления или высокой цены поставщиков. Пути достижения поставленной цели были найдены на основе анализа двух работ по одноканальным СИМЧ [25, 26] и анализа смежных работ в области многоадресных волоконных брэгговских структур и контроля частот вибраций на их основе, разработанных в КНИТУ-КАИ [27–32] и [33, 34].

В статье [25] была предложена векторная радиофотонная СИМЧ ЧА, использующая измерение на основе одно-портового ММЦ и построения ФСА, чтобы заменить традиционную обработку с двумя модуляторами в большинстве подобных конфигураций. Чтобы получить заданную ФСА, модулированный сигнал отправляется в волокно с поддержкой поляризации (ПП), что приводит к затуханию мощности и вводит временную задержку между двумя сигналами с ортогональным состоянием поляризации. В силу короткой длины волокна дисперсию можно не учитывать. ФСА может быть построена как отношение сигналов разной поляризации. Это позволило упростить структуру системы и повысить ее точность. Диапазон измерения можно регулировать, изменяя длину ПП волокна. Контрольный эксперимент показал возможность достижения погрешности менее $\pm 0,2$ ГГц в диапазоне частот 2,2–5,2 ГГц.

В [26] представлена новая скалярная структура СИМЧ ЧА для измерения частоты радиосигнала. Новизной предлагаемой структуры является использование двух фронтов амплитудной характеристики оптического полосового фильтра (ОПФ), которые имеют противоположный наклон, для введения различных величин затухания в боковой полосе, зависимой от оптической частоты модулированной составляющей. Амплитуды боковых полос РЧ модуляции на выходах ОПФ измеряются парой оптических измерителей мощности (ОИМ). Отношение двух оптических мощностей можно использовать для определения частоты входного радиосигнала системы. Предлагаемая СИМЧ ЧА на основе ОПФ может быть спроектирована так, чтобы иметь линейную ФСА с крутым наклоном во всем диапазоне измерения частоты, что повышает разрешение и точность измерения. Диапазон измерения частоты может быть расширен до 100 ГГц и выше без ухудшения производительности системы за счет использования нескольких пар ОПФ и ОИМ. Проведен эксперимент, подтверждающий концепцию. Показан диапазон измерения частот 5–26 ГГц с

точностью не хуже $\pm 0,1$ ГГц. Результаты также демонстрируют стабильную производительность измерения частоты в течение часового периода измерения.

Недостатком обеих работ является обработка сигналов после фотодетектора в области постоянного тока, что приводит к их низкой чувствительности и отношению сигнал/шум (ОСШ).

В [33, 34] разработаны и верифицированы математические модели процессов контроля механических колебаний для одно- и многоадресных волоконных брэгговских структур. Показано, что для многоадресных волоконных брэгговских структур предельный коэффициент гармоник в 7,5 раз ниже, чем для традиционных датчиков, а перенос полезного сигнала на промежуточную частоту биений позволяет повысить равномерность отношения сигнал/шум во всем диапазоне измеряемых частот и получить выигрыш до 20 дБ при детектировании низкочастотных колебаний по сравнению с решениями на однородных волоконных брэгговских решетках. Описан алгоритм контроля относительного положения спектров скалярного оптического дискриминатора частоты (ОДЧ) и многоадресной брэгговской структуры, использующий информационную структуру сигнала биений и позволяющий упростить датчик в целом до одноканальной схемы.

Структура статьи построена следующим образом. В первом разделе представлены результаты разработки скалярной СИМЧ ЧА на базе однопортового ММЦ и триады треугольных ВБР (ТВБР), как ОДЧ. Во втором разделе представлены результаты разработки векторной СИМЧ ЧА на базе однопортового модулятора и поддерживающей поляризацию ВБР (ПП-ВБР), как ОДЧ. В третьем разделе обсуждаются процессы синтеза треугольных ВБР и ПП-ВБР, как ОДЧ, которые являются основой разрабатываемых СИМЧ ЧА. В четвертом разделе проводится сравнительный анализ разработанных СИМЧ ЧА с их аналогами.

1. Скалярная СИМЧ АЧ на базе однопортового ММЦ и триады ТВБР

СИМЧ, используемые в оборонных приложениях и сетях новых поколений связи 5G и выше, должны иметь компактную и недорогую конструкцию, а также надежные характеристики, нечувствительные к изменениям условий окружающей среды и высокую скорость измерений. Эти требования часто упускаются из виду при разработке радиофотонных систем измерения [35]. СИМЧ, реализованные с использованием метода преобразования частоты в амплитуду, имеют простую и компактную структуру и малое время отклика, что приводит к высокой скорости измерения. В таких системах часто используется пара высокоскоростных фотодетекторов (ФД), за которыми следуют измерители электрической мощности или детекторные логарифмические видеоусилители (ЛВУ) для преобразования выходных оптических сигналов системы в мощность. Частоту радиосигнала можно определить по соотношению двух выходных мощностей. Однако несколько разные частотные характеристики ФД и ВУ приводят к ошибкам измерения частоты. Этой проблемы можно избежать, используя пару измерителей оптической мощности (ИОМ) вместо пары высокоскоростных ФД для измерения выходной оптической мощности системы [35]. При этом в обоих вариантах шумовые характеристики СИМЧ очень низки. Преодолеть этот недостаток можно при использовании метода преобразования одночастотного когерентного излучения в симметричное двухчастотное Ильина-Морозова [36]. Этот метод имеет преимущество в том, что позволяет избежать ограничения диапазона измерения частоты, поскольку для любой измеряемой частоты обработка сигнала производится на разностной частоте биений симметричного двухчастотного излучения, которая постоянна [37]. Кроме того, коэффициент мощности как функция частоты радиосигнала или функции сравнения амплитуд (ФСА) известных СИМЧ не имеет крутого наклона в широком

диапазоне частот. Увеличение наклона ФСА может улучшить как разрешение, так и точность измерения частоты.

Структура предлагаемой СИМЧ показана на рис. 1. Источник лазерного излучения (ИЛИ) генерирует непрерывное излучение (ширина линии ~ 10 МГц), поступающее в модулятор Маха-Цендера (ММЦ) с нулевым смещением. ММЦ управляется измеряемым радиосигналом RF, принимаемым антенной, и подключенным к нему через СВЧ-смеситель CM опорным радиосигналом LO частотой 50 МГц. Поскольку ММЦ смещен в нулевую рабочую точку, для ее стабилизации необходимо использовать стандартный коммерческий контроллер напряжения смещения КНС. Это обеспечивает частичное подавление оптической несущей на выходе ММЦ (20 дБ). Остаточная оптическая несущая, определяемая коэффициентом экстинкции и дисбалансом в двух плечах ММЦ глубоко подавляется волоконной брэгговской решеткой (ВБР) еще на 30 дБ, что позволяет в дальнейшем не учитывать ее влияние на погрешность измерения частоты.



Рис. 1. Структурная схема предлагаемой СИМЧ

Электрическое поле на выходе ММЦ в условиях малого коэффициента модуляции определяется выражением:

$$E_{out} = \frac{1}{2} E_{in} \sqrt{t_{ff}} \exp(j\omega_c t) \times \left\{ \begin{aligned} &(\gamma + 1) \left[-J_1(m_{RF}) \exp(-j\omega_{RF} t) \mp J_1(m_{LO}) \exp(-j\omega_{LO} t) + \right. \\ &\left. + J_1(m_{RF}) \exp(-j\omega_{RF} t) \pm J_1(m_{LO}) \exp(-j\omega_{LO} t) \right] + \\ &(\gamma - 1) J_0(\pi) \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где E_{in} и $\omega_c = 2\pi f_c$ – амплитуда и угловая частота излучения одночастотного лазера, t_{ff} – потери, вносимые ММЦ, $J_n(x)$ – функция Бесселя n -го порядка первого рода, $m_{RF,LO} = \pi V_{RF,LO} / V_\pi$ – индекс модуляции, $V_{RF,LO}$ и $\omega_{RF,LO} = 2\pi f_{RF,LO}$ – амплитуды и угловые частоты измеряемого и опорного радиосигналов, поступающего во входной порт ММЦ, V_π – полуволновое напряжение ММЦ, $\gamma = (\varepsilon^{1/2} - 1) / (\varepsilon^{1/2} + 1)$, а ε – коэффициент экстинкции ММЦ.

Уравнение (1) показывает, что выходной сигнал ММЦ состоит из двух боковых полос первого порядка, сплиттированных на ± 50 МГц измеряемых частот, и частично подавленной оптической несущей. После ВБР значение $J_0(\pi)$ уменьшается еще на 30 дБ.

Боковые полосы далее равномерно делятся на N каналов через оптический разветвитель $1 \times N$. Каждый из выходов разветвителя подключен к ВБР с треугольными линейными склонами по шкале дБ (ТВБР), за которой следует ФД. В простом случае для измерения частоты можно использовать три ТВБР (ТВБР1-ТВБР3). Центральные частоты

ТВБР выбраны таким образом, чтобы нижняя и верхняя боковые полосы располагались на нарастающем и спадающем фронтах трех спектральных характеристик ТВБР. Следовательно, к боковым полосам первого порядка тремя ТВБР применяются разные величины ослабления, а величина ослабления зависит от частоты. Оптические мощности, измеренные ФД1-ФД3, обрабатываются цифровым процессором сигналов биений (ЦПС) для получения коэффициента оптической мощности, соответствующего определенной частоте измеряемого в СИМЧ радиосигнала.

Новизна предлагаемой СИМЧ заключается в использовании триады ТВБР с линейным склоном для генерации трех выходных оптических мощностей системы для получения коэффициента мощности, который является линейной функцией частоты измеряемого радиосигнала. Это основное отличие от традиционных СИМЧ, в которых соотношение между коэффициентом мощности и частотой входного радиочастотного сигнала представляет собой функцию тангенса. Как разрешение измерения частоты, так и ошибка измерения частоты могут быть улучшены за счет синтеза спектральных характеристик ТВБР так, чтобы ФСА имела крутой склон. Широкий диапазон измерения частоты с высоким разрешением и точностью измерения может быть реализован за счет использования нескольких триад ТВБР и ФД в предлагаемой СИМЧ. Дополнительная новизна заключается в том, что обработка радиосигналов ведется по промежуточной частоте 100 МГц, как удвоенной частоте биений сплиттированных радиосигналов. Таким образом, полоса пропускания ФД может быть не намного больше указанной частоты, а ее значение находится в области минимальных шумов ФД, что позволяет повысить отношение сигнал шум/измерений на один, два порядка.

Тогда погрешность измерения может достичь $\pm 0,01$ ГГц.

В качестве примера предлагаемая СИМЧ предназначена для измерения частоты входящего радиочастотного сигнала от 1 до 30 ГГц. В этом случае оптический разветвитель 1×3 используется для разделения боковых полос радиочастотной модуляции на три части, которые запускаются в три ТВБР, которые имеют амплитудные характеристики, показанные на рис. 2.

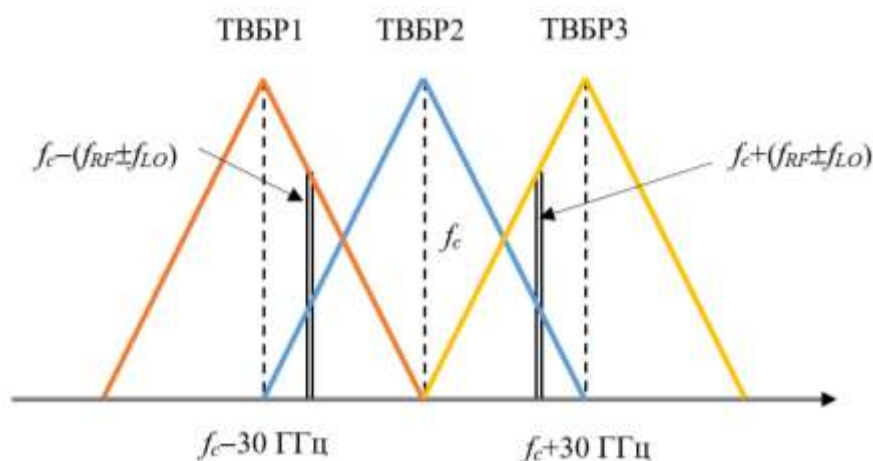


Рис. 2. Частотное планирование разрабатываемой СИМЧ

Как показано, три ТВБР имеют линейный склон по шкале дБ, и для частот измеряемого радиосигнала от 1 до 30 ГГц нижняя боковая полоса первого порядка $1 \pm 0,05$ до $30 \pm 0,05$ ГГц расположена на спадающем и нарастающем фронтах амплитудных характеристик ТВБР1 и ТВБР2 и ТВБР2 и ТВБР3 соответственно. ТВБР1-ТВБР2 вносят затухание в радиосигнал измеряемой частоты соответственно в нижнюю боковую полосу первого порядка при изменении частоты радиосигнала от 1 до 30 ГГц. Следовательно, величина

затухания в децибелах, вносимая в нижнюю боковую полосу первого порядка нарастающим и спадающим склонами, может быть описана как:

$$\alpha_{\text{ТВБР1}} = -Kf(RF) + B_{\text{ТВБР1}}; \alpha_{\text{ТВБР2}} = Kf(RF) - B_{\text{ТВБР2}}. \quad (2)$$

Такие же соотношения верны для пары ТВБР2-ТВБР3. При этом K должно быть достаточно большим, чтобы обеспечить высокую крутизну склонов линейной ФСА (около 2).

В отличие от известной СИМЧ ЧА [26], работающей на близких принципах по однополосной схеме, отношение сигнал/шум (ОСШ) повышается дополнительно за счет симметричного двухполосного характера работы системы и удвоения мощности анализируемого радиосигнала в узкополосных ФД. Платой за это является дополнительный канал обработки. Однако, учитывая использование ТВБР, дополнительный канал может быть использован для юстировки СИМЧ ЧА в целом и ее привязки к частоте несущего излучения по известным методикам [39] без изменения структурной схемы.

Проведенный контрольный эксперимент, показал, что амплитудные характеристики ТВБР синтезированы таким образом, что ФСА предлагаемой СИМЧ ЧА описывались линейной функцией частоты радиосигнала и имели крутой склон во всем диапазоне изменения частоты 1-30 ГГц. Погрешность измерений $\pm 0,01$ ГГц получена за счет увеличения ОСШ.

2. Векторная СИМЧ АЧ на базе однопортового ММЦ и ПП-ВБР

Как уже говорилось в разд. 1, СИМЧ АЧ, используемые в оборонных приложениях и в сетях новых поколений связи 5G и выше, построенные на основе преобразования «частота-амплитуда» должны иметь компактную и недорогую конструкцию, а также надежные характеристики, нечувствительные к изменениям условий окружающей среды и высокую скорость измерений [35].

Основным элементом не отвечающим этим требованиям в них является частотный дискриминатор [40]. Оптический дискриминатор частоты (ОДЧ), устройство, которое преобразует изменение частоты в изменение амплитуды. Были предложены различные конфигурации ОДЧ. Их можно разделить на объемные и оптоволоконные конфигурации, при этом последние более стабильны и имеют менее серьезные ограничения.

ОДЧ на основе волоконной брэгговской решетки (ВБР) самый компактный и надежный среди различных волоконных устройств, благодаря своей внутриволоконной резонансной структуре [38]. Однако зависимость ВБР от температуры, поиск компромисса между вносимыми потерями и диапазоном линейности ограничивают ее применение без использования специальных мер. Поэтому для новой СИМЧ предложен ОДЧ поляризационного типа, примененный нами ранее в [41], на основе поляризационно-поддерживающей ВБР (ПП-ВБР). ПП-ВБР содержит одну ВБР, записанную внутри ПП волокна, например, типа PANDA.

Из-за свойства двойного лучепреломления ПП волокна, ПП-ВБР имеет два идентичных профиля отражения со слегка сдвинутыми пиковыми длинами волн, соответствующими двум ортогональным поляризациям, в отличие от одного, независимого от поляризации пика отражения обычной ВБР. Это свойство отражения ПП-ВБР, зависящее от поляризации, обеспечивает точку пересечения длин волн, в которой равное количество мощности отражается вдоль двух ортогональных состояний поляризации, когда входной сигнал поляризован соответствующим образом. Используя эту точку пересечения длин волн в качестве точки квадратуры, получается линейная и высокоэффективная ОДЧ без смещения (используется одна решетка, а не несколько, как например, в [26]). Кроме того,

ПП-ВБР обеспечивает минимальные перекрестные искажения измерений между двумя разделенными каналами в силу поляризационной природы.

Структура предлагаемой СИМЧ показана на рис. 3.

Источник лазерного излучения ИЛИ генерирует непрерывное излучение (ширина линии ~ 10 МГц), поступающее в ММЦ, смещенного в центр линейного участка. ММЦ управляется измеряемым радиочастотным сигналом RF, принимаемым антенной, и подключенным к нему через СВЧ-смеситель СМ опорным радиосигналом LO частотой 50 МГц. Уравнение (3) показывает, что выходной сигнал ММЦ состоит из двух боковых полос первого порядка, сплиттированных на ± 50 МГц измеряемых частот, и оптической несущей. Поскольку ММЦ смещен в линейную рабочую точку, для ее стабилизации необходимо использовать стандартный коммерческий контроллер напряжения смещения КНС. Боковые полосы через поляризатор П поступают на первый вход поляризационного объединителя ПО. Второй вход ПО подключен к ПП-ВБР, отраженное излучение от которой проходит на второй вход ПО и далее поляризационный светоделитель ПСД, за которым следуют два ФД1, ФД2. Центральная частота ПП-ВБР выбрана таким образом, чтобы нижняя и верхняя боковые полосы располагались на нарастающем и спадающем фронтах двух ортогональных спектральных характеристик компонент ПП-ВБР. Следовательно, к боковым полосам первого порядка ПП-ВБР применяются разные величины ослабления, а величины ослабления зависят от частоты. Оптические мощности, измеренные ФД1-ФД2,

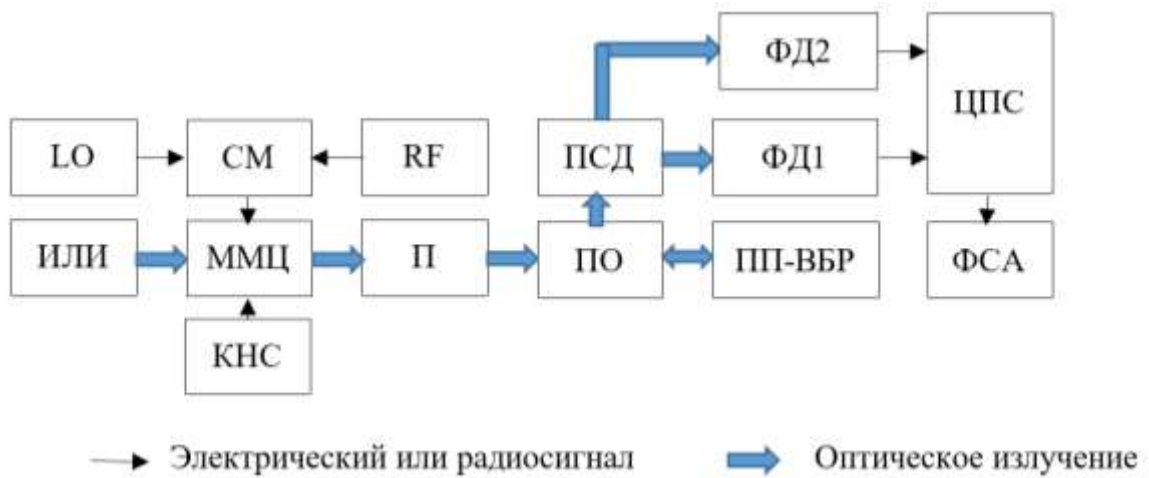


Рис.3. Структурная схема предлагаемой СИМЧ

Электрическое поле на выходе ММЦ в условиях малого коэффициента модуляции определяется выражением:

$$E_{out} = \frac{1}{2} E_{in} \sqrt{t_{ff}} \exp(j\omega_c t) \times \left\{ (\gamma + 1) \left[J_0(2\pi) + J_1(m_{RF}) \exp(-j\omega_{RF} t) \pm J_1(m_{LO}) \exp(-j\omega_{LO} t) + J_1(m_{RF}) \exp(-j\omega_{RF} t) \pm J_1(m_{LO}) \exp(-j\omega_{LO} t) \right] \right\}, \quad (3)$$

где E_{in} и $\omega_c = 2\pi f_c$ – амплитуда и угловая частота излучения одночастотного лазера, t_{ff} – потери, вносимые ММЦ, $J_n(x)$ – функция Бесселя n -го порядка первого рода, $m_{RF,LO} = \pi V_{RF,LO}/V_\pi$ – индекс модуляции, $V_{RF,LO}$ и $\omega_{RF,LO} = 2\pi f_{RF,LO}$ – амплитуды и угловые частоты измеряемого и опорного радиосигналов, поступающего во входной порт ММЦ, V_π – полуволновое напряжение ММЦ, $\gamma = (\varepsilon^{1/2} - 1)/(\varepsilon^{1/2} + 1)$, а ε – коэффициент экстинкции ММЦ.

Выход ПО подключен к ПП-ВБР, отраженное излучение от которой проходит на второй вход ПО и далее поляризационный светоделитель ПСД, за которым следуют два ФД1, ФД2. Центральная частота ПП-ВБР выбрана таким образом, чтобы нижняя и верхняя боковые полосы располагались на нарастающем и спадающем фронтах двух ортогональных спектральных характеристик компонент ПП-ВБР. Следовательно, к боковым полосам первого порядка ПП-ВБР применяются разные величины ослабления, а величины ослабления зависят от частоты. Оптические мощности, измеренные ФД1-ФД2,

обрабатываются цифровым процессором сигналов биений (ЦПС) для получения функции сравнения амплитуд (ФСА) каналов и определения по отношению, соответствующего значения измеряемой частоты в СИМЧ радиосигнала.

В качестве примера предлагаемая СИМЧ предназначена для измерения частоты входящего радиочастотного сигнала от 1 до 30 ГГц. В этом случае оптическая несущая настраивается на точку пересечения спадающего склона быстрой ВБР и возрастающего склона медленной ВБР, выполненных в треугольной форме, что показано на рис. 4.

Как показано на рис. 2, две компоненты ПП-ВБР имеют линейный склон по шкале дБ, и для частот измеряемого радиосигнала от 1 до 30 ГГц нижняя боковая полоса первого порядка от $1 \pm 0,05$ до $30 \pm 0,05$ ГГц расположена на их спадающем и нарастающем склонах. Следовательно, величина затухания в децибелах, вносимая в нижнюю боковую полосу первого порядка нарастающим и спадающим склонами, может быть описана как:

$$\alpha_{ВБР1} = -Kf(RF) + B_{ВБР1}; \alpha_{ВБР2} = Kf(RF) - B_{ВБР2}; \alpha_{ВБР1} = \alpha_{ВБР2} \text{ при } f = f_c. \quad (4)$$

При этом K для линейной ФСА должно быть достаточно большим (около 2).

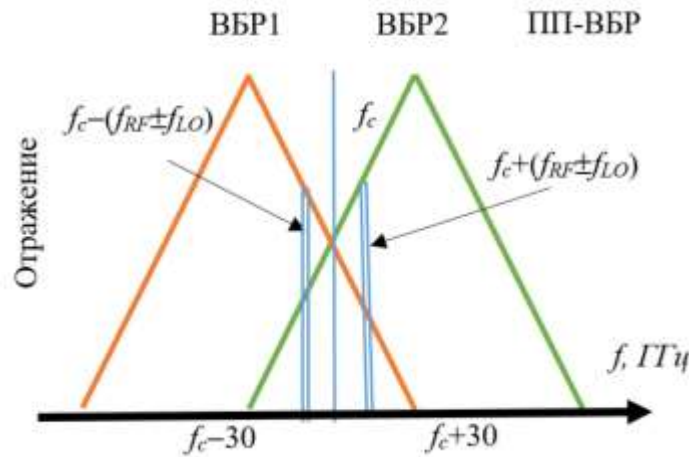


Рис. 4. Частотное планирование разрабатываемой СИМЧ

Проведенный контрольный эксперимент, показал, что амплитудные характеристики компонент ПП-ВБР синтезированы таким образом, что ФСА предлагаемой СИМЧ описывались линейной функцией частоты радиосигнала и имели крутой склон во всем диапазоне измерения частоты 1-30 ГГц. Погрешность измерений $\pm 0,01$ ГГц получена за счет увеличения ОСШ.

3. Применение метода обратного преобразования Фурье для синтеза ТВБР и ПП-ВБР и их запись

Спектральные формы ВБР, которые можно получить по определенным алгоритмам из профиля показателя преломления, имеют большое значение для различных применений. Простая треугольная форма ВБР может найти применение в датчиках с особыми условиями эксплуатации и измерения при требовании линейности к их характеристикам. Преобразование Фурье (ПФ) успешно применяется в разработке ВБР, где период решетки и глубина модуляции являются его основными параметрами [42, 43].

Форма спектра ВБР, которую получают ПФ, определяется путем объединения информации об амплитуде, фазе и глубине модуляции показателя преломления. Кроме того, этот метод является основным алгоритмом синтеза ВБР, так как мы можем непосред-

ственно проектировать ВБР после получения амплитудной и фазовой модуляции показателя преломления волокна.

Профиль ожидаемого спектра можно приблизительно описать математически функцией ПФ закона распределения величины показателя преломления, а сам закон получить из обратного ПФ желаемого спектра, например, требуемого нам треугольника (рис. 5).

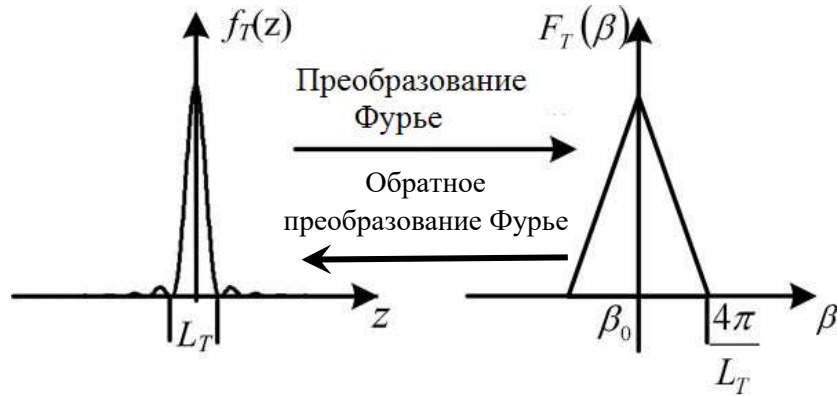


Рис. 5. Схематичное представление ПФ и ОПФ для треугольной формы спектра брэгговской решетки

ОПФ можно определить коэффициент модуляции, и дискретную фазу, и закон фазовой модуляции показателя преломления решетки вдоль оси, которая является оптической осью волокна. Таким образом получим:

$$f(z)e^{j\theta} = \int_{-\infty}^{\infty} F_{\beta} e^{j\beta z} dz, \quad (5)$$

где β — пространственной частота, $f(z)$ — коэффициент модуляции огибающей, θ — фаза модуляции в ВБР (в равномерной решетке это константа), F_{β} — спектральная форма.

Опираясь на (5), мы можем получить ВБР треугольной симметричной формы.

Задаем функцию $f(z)$:

$$f(z) = s \left(\sin^2 \left(c \left(z \cdot \frac{s}{2} \right) \right) \right). \quad (6)$$

Строим эту функцию в MathCAD и получаем амплитудную огибающую на рис. 6.

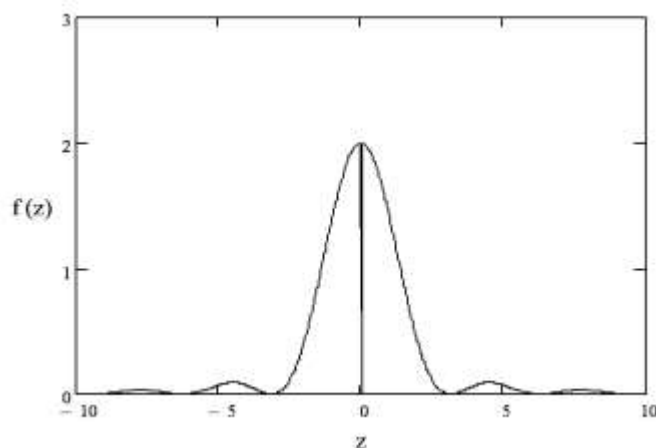


Рис. 6. Амплитудная огибающая для волокна

Произведем ПФ с функцией $f(z)$ и получим следующее выражение:

$$w(\lambda) = m - 2 \frac{|\lambda - K|}{S}, \quad (7)$$

где m – это параметр, задающий амплитуду огибающей, K – зависимость направления и величины частотного смещения полосы пропускания оптического датчика от температуры и механического напряжения, S – спектральная ширина резонанса однородной брэгговской решетки.

Построим эту функцию в MathCAD и получаем треугольную ВБР на рис. 7.

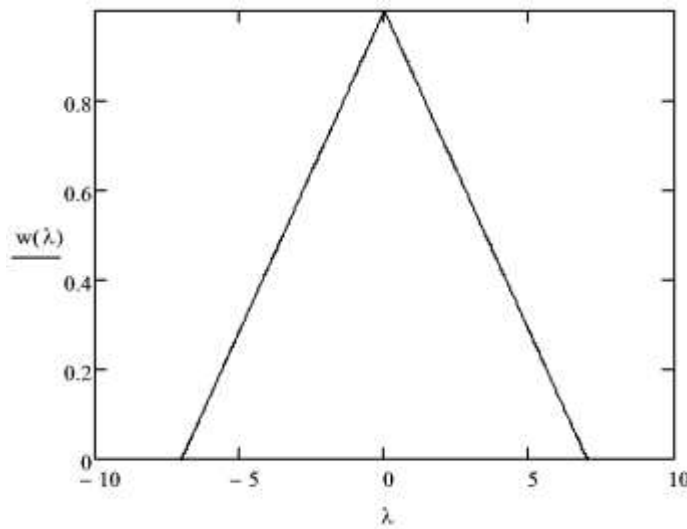


Рис.7. ВБР с треугольной формой спектра

Тогда коэффициент модуляции показателя преломления ТВБР можно записать в виде:

$$\Delta n(z) = \Delta n_f(z) \exp \left(j \left(\theta + 2\pi \frac{z}{\Lambda} \right) \right); \quad f(z) = \text{sinc} \left(2\pi \frac{z}{L_t} \right), \quad (8)$$

где n – это эффективное изменение коэффициента модуляции, L_t – первая полоса пропускания до пересечения нулевого уровня для импульса, Λ – это период решетки Брэгга.

Фазовая модуляция для треугольного контура и функции $s(z)$ принимает вид:

$$s(t) = w(t) \cdot \sin(2\pi f t + f(z)). \quad (9)$$

Полученный профиль показателя преломления показан на рис. 8.

Для получения ВБР с симметричной треугольной формой спектра мы использовали программный пакет OptiGrating 4.1. Спектральные характеристики симметричной треугольной формы спектра ВБР представлены на рис. 9,а. Распределение эффективного показателя преломления представлено на рис. 9,б.

Профили изменения аподизации и чирпирования по длине решетки представлены на рис. 10. Результаты компьютерного моделирования подтвердили математическую модель ТВБР, что подтверждено хорошим совпадением результатов. Соблюдено главное требование – линейность спектральных характеристик.

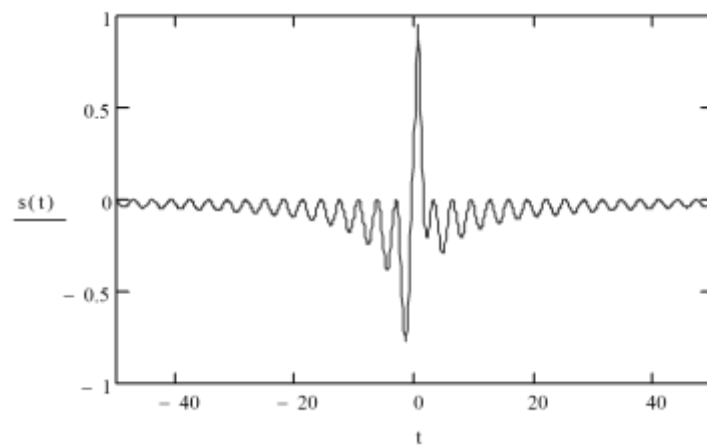
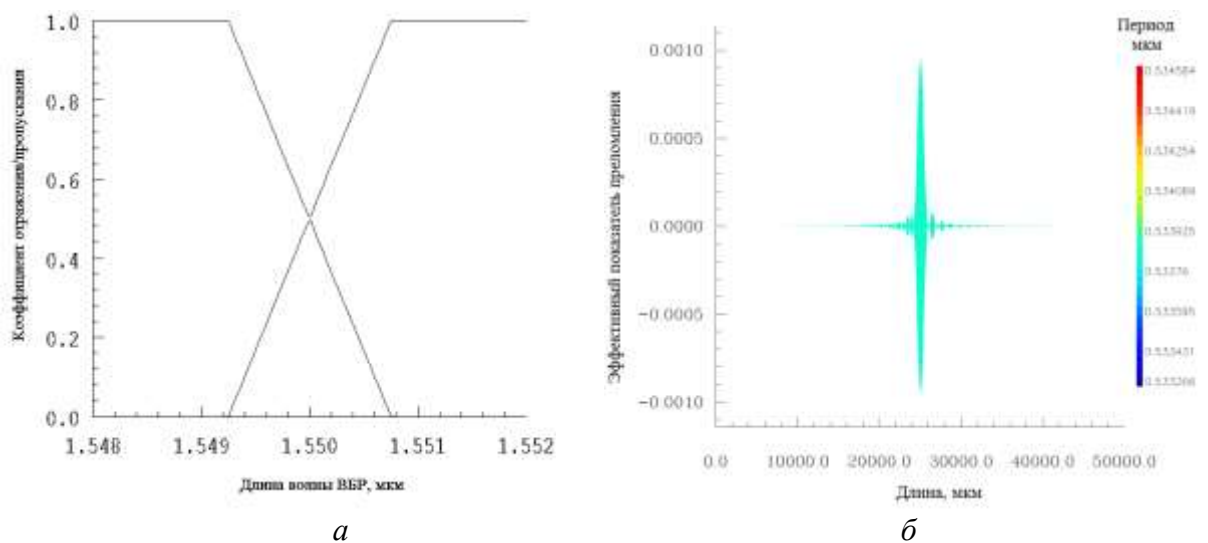


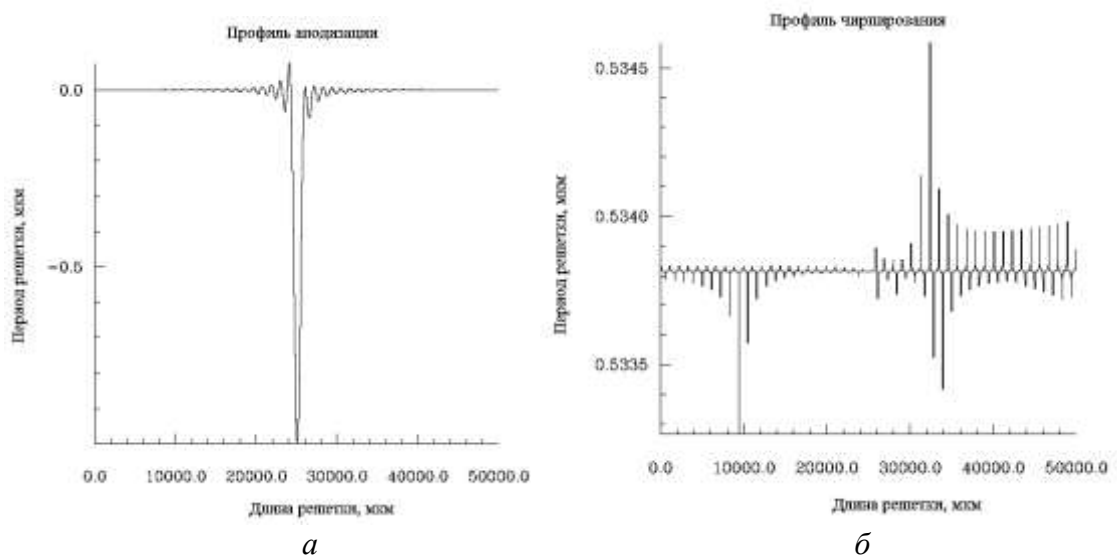
Рис.8. Фазовая модуляция показателя преломления



а

б

Рис.9. ВБР с треугольной формой спектра:
коэффициент отражения (низ до точки пересечения)/пропускания (верх) (а);
распределение эффективного показателя преломления (б)



а

б

Рис.10. Профили аподизации (а) и чирпирования (б)
для ВБР с треугольной формой спектра

Перейдем к процедуре записи ВБР с треугольной формой спектра.

Известен ряд методов записи ВБР. Метод записи ВБР выбирался с учетом наличия видов оборудования в лаборатории. В качестве установки для записи ВБР использовались аргоновый лазер "Инверсия" Ar-5.5-150 и интерферометр Ллойда. Для детектирования записанной ВБР использовались широкополосный источник излучения и оптический анализатор спектра. Установка для записи ВБР (ее интерферометрические элементы) показаны на рис. 11.



Рис. 11. Интерферометрические элементы для записи ВБР

В виду отсутствия специальной фазовой маски для изготовления решеток со специальной формой спектра, процесс записи состоял в последовательной записи трех брэгговских решеток, каждая из которых смещена относительно другой на $\approx 0,7$ нм и имеет более низкий коэффициент отражения. Спектр полученной ВБР представлен на рис. 12.

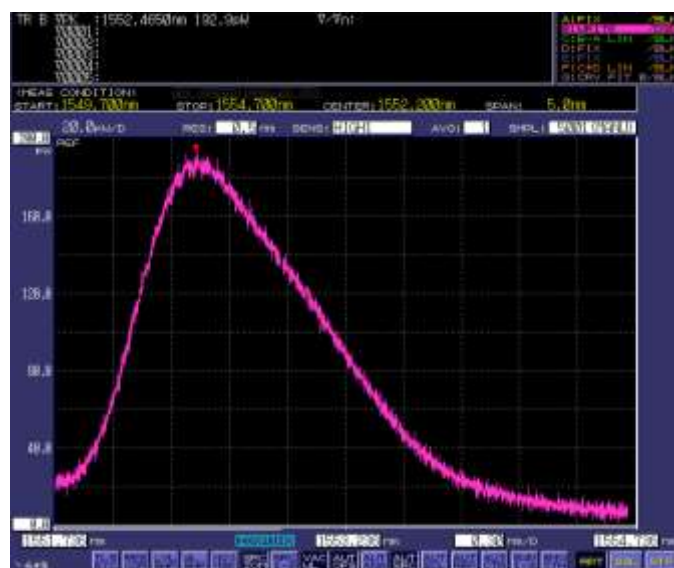


Рис. 12. Формирование квазисимметричного спектра ТВБР

Для формирования строго симметричного профиля треугольной ВБР требуется использование фемтосекундного лазера и пошагового метода записи с определенным законом изменения показателя преломления, коэффициента аподизации и коэффициента chirпирования на каждом участке ВБР, которые нами определены в ходе моделирования и будут представлены в дальнейших работах.

Для проведения контрольных экспериментов использовалась ТВБР, купленная в Китае.

4. Анализ преимуществ разработанной системы

Подробное сравнение разработанных СИМЧ ЧА с аналогичными вариантами приведено в таблице 1.

Ссылка	Метод построения	Ошибка измерения (ГГц)	Диапазон измерения (ГГц)	Одно- или двухканальная схема	Возможность многочастотных измерений
[10]	На ММЦ с поляризационным разделением	<0.2	4-10	Два	Нет
[13]	На двух фотонных фильтрах в одномодовом волокне	<0.11	8-16.5 11.5-20	Два	Нет
[17]	На двух фотонных фильтрах в маломодовом волокне	<0.2	0.5-17.5	Два	Нет
[18]	На двух ММЦ и ПП волокне	<0.2 <0.025	1-20 7-20	Два	Нет
[25]	На одном ММЦ и ПП волокне	<0.2	2-5.5	Один	Условная
[26]	На одном ММЦ и ОПФ с выделением одной боковой полосы	<0.1	5-26	Один	Условная
Данная статья. Раздел 1	На одном ММЦ и триаде ТВБР, двухполосная	<0.01	1-30	Один	Условная
Данная статья. Раздел 2	На одном ММЦ и одной ПП-ВБР, двухполосная	<0.01	1-30	Один	Условная

Известно, что в современных средствах радиоэлектронной борьбы и некоторых связных приложениях жизненно важно получить информацию о неизвестных частотах радиосигналов в реальном времени перед дальнейшей обработкой. Часто используемые системы сканирования имеют длительность отклика в сотни миллисекунд, что неприемлемо для многих приложений реального времени. С этой точки зрения радиопотонные СИМЧ, основанная главным образом на методе измерительного преобразования ЧА, могут осуществлять измерение частоты в реальном времени. Учитывая методы, которые рассмотрены во введении и характеристики разработанных системы, в табл. 1 показаны конкретные преимущества последних. Предлагаемые СИМЧ ЧА со скалярным и векторным ОДЧ позволяют эффективно осуществлять измерение частоты в режиме реального времени. В отличие от большинства схем, обнаружение РЧ в одноканальной схеме на основе ФСА гарантирует, что любые внешние помехи, в том числе радиоэлектронной природы, в оптическом канале будут устранены. Эту систему можно улучшить за счет интегрального исполнения, которая позволит обеспечить более низкое разрешение в более широком диапазоне измерений. Следует также отметить, что эта система не может обеспечить измерение

частот множества радиосигналов в реальном времени. Однако, предлагаемые СИМЧ могут использоваться параллельно для условного решения указанной проблемы.

Заключение

Представлена новая СИМЧ радиосигналов. Она основана на разделении боковых полос промодулированной и глубоко подавленной несущей на три части, которые запускаются в первую ТВБР1-ТВБР2 и вторую ТВБР2-ТВБР3 пару решеток, на выходе каждой из которых установлены три ФД1-ФД3. ТВБР вносят различные частотно-зависимые ослабления в боковую полосу радиочастотной модуляции. Частоту входящего радиосигнала можно определить по коэффициенту мощности боковых полос, сплиттированных на 100 МГц и измеренных на выходах ТВБР1-ТВБР3 через три ФД1-ФД3, за которыми следует ЦПС. Амплитудные характеристики ТВБР синтезированы таким образом, чтобы ФСА предлагаемой СИМЧ описывались линейной функцией частоты радиосигнала и имели крутой склон во всем диапазоне измерения частоты 1-30 ГГц. Достижимая погрешность измерений $\pm 0,01$ ГГц получена за счет увеличения ОСШ.

Представлена новая СИМЧ радиосигналов. Она основана на разделении боковых полос амплитудно-модулированной измеряемым радиосигналом оптической несущей в двух поляризационно-разделенных ПП-ВБР, которая является ОЧД. Частоту измеряемого радиосигнала можно определить по коэффициенту мощности боковых полос, сплиттированных на 100 МГц и измеренных на выходах ВБР1-ВБР2 двумя ФД1-ФД2, за которыми следует ЦПС, вычисляющий ФСА. Амплитудные характеристики ПП-ВБР синтезированы таким образом, чтобы ФСА предлагаемой СИМЧ описывались линейной функцией частоты радиосигнала и имели крутой склон во всем диапазоне измерения частоты 1-30 ГГц. Достижимая погрешность измерений $\pm 0,01$ ГГц получена за счет увеличения ОСШ.

Представлен сравнительный анализ СИМЧ АЧ подобного класса и ранних разработок. Показаны преимущества новых СИМЧ АЧ скалярного и векторного типа на базе однопортового модулятора и треугольных ВБР, записанных в волокнах типа SMF и PANDA. Для решения задач расширения диапазона измерения можно перейти на другой тип модуляторов с большей полосой пропускания или параллельное включение СИМЧ со смещением ТВБР.

Работа выполнена при финансовой поддержке МОН РФ по программе Приоритет-2030.

Список литературы

1. Takeuchi Y. Instantaneous frequency measurement system / U.S. patent US3991365A; 09.11.1976.
2. Spezio A. E. Electronic warfare systems / A.E. Spezio // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 50, 633-644(2002).
3. Tsui J.B.-Y. Microwave Receivers with Electronic Warfare Applications / J.B.-Y. Tsui // IET. – 2005. - Vol. 2. - ISBN 1891121405, 9781891121401. - 608 p.
4. Nguyen L.V.T. Microwave frequency measurement utilizing frequency to time mapping/ L.V.T. Nguyen // International Topical Meeting on Microwave Photonics/Asia-Pacific Microwave Photonics Conference (IEEE; MTTs; LEOS Soc), Gold Coast, QLD, September 30-October 03, 2008. -P. 330-332.
5. Minasian R. A. Ultra-wideband and adaptive photonic signal processing of microwave signals / R. A. Minasian //Journal Quantum Electron (IEEE). - 2016. – 52. – article 0600813.

6. Zuo P. Photonics-assisted microwave pulse detection and frequency measurement based on pulse replication and frequency-to-time mapping / P. Zuo, D. Ma, Q. Liu et al.// *Applied Optics*. – 2022. – 61. – P. 1639-1645.
7. Hao T. Microwave photonics frequency-to-time mapping based on a Fourier domain mode locked optoelectronic oscillator / T. Hao, J. Tang, W. Li et al. // *Optics Express*. - 2018. - 26, P.33582-33591.
8. Zhang J. Instantaneous microwave frequency measurement using an asymmetric integrated optical waveguide Mach-Zehnder interferometer (AMZI) / J. Zhang, X. Yang, C. Zhu et al.// *Optik*. – 2018. – 169. - 203-207.
9. Zhang H. A microwave frequency measurement system based on Si₃N₄ ring-assisted Mach-Zehnder interferometer / H. Zhang, P. Zheng, H. Yang et al. // *Photon J. (IEEE)*. - 2020. – 12. - 7102213.
10. Li J. Measurement of instantaneous microwave frequency by optical power monitoring based on polarization interference / J. Li, L. Pei, T. Ning, et al. // *Lightwave Technology Journal*. – 2020. – 38. – P. 2285-2291.
11. Feng D. Photonic approach for microwave frequency measurement with adjustable measurement range and resolution using birefringence effect in highly non-linear fiber / D. Feng, H. Xie, L. Qian et al. // *Optics Express*. – 2015. – 23. – P.17613-17621.
12. Drummond M.V. Photonic RF instantaneous frequency measurement system by means of a polarization-domain interferometer / M. V. Drummond, P. Monteiro, and R. N. Nogueira // *Optics Express*. – 2009. – 17. – P. 5433-5438.
13. Shi D. Instantaneous microwave frequency measurement based on non-sliced broadband optical source / D. Shi, J. Wen, S. Zhu et al.// *Optics Communication*. - 2020. – V.458. - 124758.
14. Jiang J. Photonic-assisted microwave frequency measurement system based on a silicon ORR/ J. Jiang, H. Shao, X. Li et al.// *Optics Communication*. – 2017. – V. 382. – P.366-370.
15. Fandino J. S. Photonics-based microwave frequency measurement using a double-sideband suppressed-carrier modulation and an InP integrated ring-assisted Mach-Zehnder interferometer filter / J. S. Fandino and P. Munoz // *Optics Letters*. - 2013 - V. 38. – P. 4316-4319.
16. Zhu B. High-sensitivity instantaneous microwave frequency measurement based on a silicon photonic integrated Fano resonator / B. Zhu, W. Zhang, S. Pan // *Journal Lightwave Technology*. - 2019. -V. 37. – P. 2527-2533.
17. Zhao Z. Instantaneous microwave frequency measurement using few-mode fiber-based microwave photonic filters / Z. Zhao, K. Zhu, L. Lu // *Optics Express*. - 2020. – V. 28. – P.37353-37361.
18. Yang C. Photonic-assisted instantaneous frequency measurement system based on a scalable structure / C. Yang, L. Wang, and J. Liu // *Photonics Journal (IEEE)*. - 2019. - V.11. - 5501411.
19. Xu Y. Chip-scale Brillouin instantaneous frequency measurement by use of one-shot frequency-to-power mapping based on lock-in amplification / Y. Xu, Y. Yang, X. Li, X.// *Chinese Optics Letters*. – 2021. – V. 19. - 113902.
20. Sarkhosh N. Reduced cost photonic instantaneous frequency measurement system / N. Sarkhosh, H. Emami, L. Bui, and A. Mitchell // *Photon. Technology Letters (IEEE)*. – V. 20. – P.1521-1523 (2008).
21. Winnall S. A microwave channelizer and spectroscope based on an integrated optical Bragg-grating Fabry-Perot and integrated hybrid Fresnel lens system / S. Winnall, A. Lindsay, M. Austin at al. // *Trans. Microwave Theory Tech. (IEEE)*. – 2006. – V. 54. - P. 868-872.
22. Wang W. Characterization of a coherent optical RF channelizer based on a diffraction grating / W. Wang, R. Davis, T. Jung // *Trans. Microwave Theory Tech. (IEEE)*. – 2001.– V. 49. - 1996-2001.

23. Shi J. Photonics-based broadband microwave instantaneous frequency measurement by frequency-to-phase-slope mapping // J. Shi, F. Zhang, D. Ben et al. // Trans. Microwave Theory Tech. (IEEE) 67, 544-552 (2019).
24. Wang D. Photonic-assisted microwave frequency measurement with adjustable channel bandwidth based on spectrum-controlled Brillouin phase shift / D. Wang, X. Zhang, S. Liu et al. // Photon. J. (IEEE). - 2021. – 13. - 5500205.
25. Zhu Wei. Instantaneous microwave frequency measurement with single branch detection based on the birefringence effect / Wei Zhu, Jing Li, Li Pei et al. // Applied Optics. - 2022. - Vol. 61. - No. 20. -P. 5894-5901.
26. Zhi K. All-optical instantaneous RF signal frequency measurement system based on a linear ACF with a steep slope / K. Zhi, C. Huang, E.H.W. Chan et al. // Applied Optics. - 2024. Vol. 63. - No. 11. - P. 2854-2862.
27. Мисбахов Р. Ш. Волоконные брэгговские решетки с двумя фазовыми сдвигами как чувствительный элемент и инструмент мультиплексирования сенсорных сетей / Р. Ш. Мисбахов, Р. Ш. Мисбахов, О.Г. Морозов и др. // Инженерный вестник Дона. - 2017. - № 3. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/N3y2017/4343.
28. Морозов О.Г. Адресные волоконные брэгговские структуры в квазираспределенных радиофотонных сенсорных системах / О.Г. Морозов, А.Ж. Сахабутдинов // Компьютерная оптика. - 2019. - Т. 43. - № 4. - С. 535-543.
29. Аглиуллин Т.А. Многоадресные волоконные брэгговские структуры в радиофотонных сенсорных системах / Т.А. Аглиуллин, В.И. Анфиногентов, Р.Ш. Мисбахов и др. // Труды учебных заведений связи. - 2020. - Т. 6. - № 1.- С. 6–13.
30. Morozov O. Multi-Addressed Fiber Bragg Structures for Microwave-Photonic Sensor Systems / O. Morozov, A. Sakhabutdinov, V. Anfinogentov et al. // Sensors. - 2020. - Vol. 20. - P. 2693.
31. Сахабутдинов А.Ж. Иерархический классификатор задач построения радиофотонных сенсорных систем на основе адресных волоконных брэгговских структур / А.Ж. Сахабутдинов // Инженерный вестник Дона. - 2018. - № 3. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2018/5141.
32. Сахабутдинов А.Ж. Адресные волоконные брэгговские структуры на основе двух идентичных сверхузкополосных решеток / А.Ж. Сахабутдинов // Инженерный вестник Дона. - 2018. - № 3. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2018/5142.
33. Липатников, К.А. Волоконно-оптический датчик вибрации «Виб-А» / К.А. Липатников, И.И. Нуреев, А.А. Кузнецов [и др.] // Инженерный вестник Дона. – 2018. – № 4 (51). – URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n4y2018/5207.
34. Lipatnikov K.A. Fiber-optic vibration sensor «VIB-A» / K.A. Lipatnikov, A.A. Kuznetsov, I.I. Nureev et al. // 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, SOSG 2019. – 2019.
35. Ivanov A. Photonic-assisted receivers for instantaneous microwave frequency measurement based on discriminators of resonance type / A.Ivanov, O.Morozov, A. Sakhabutdinov et al. // Photonics. - 2022. - Vol. 9. - № 10. - P.754.
36. Chen H. Photonics-based instantaneous microwave frequency measurement system with improved resolution and robust performance / H. Chen, C.Huang, and E.H.W. Chan // Photonics J. (IEEE). - 2022. - Vol. 14. - P. 5856008.
37. Талипов А.А. Метод формирования двухчастотного излучения для синтеза солитонов и применения спектрально-эффективной модуляции RZ и CSRZ форматов в оптических сетях доступа / А.А. Талипов, О.Г. Морозов, Г.И. Ильин и др. // Вестник Поволжского государственного технологического университета. - Серия: РиИС. - 2012. - № 2 (16). - С. 3-12.

38. Морозов О.Г. Измерение мгновенной частоты микроволновых сигналов с использованием тандемной амплитудно-фазовой модуляции в оптическом диапазоне / О.Г. Морозов, И.И. Нуреев, А.Ж. Сахабутдинов и др. // Фотон-экспресс. - 2019. - № 5 (157). - С. 16-24.
39. Morozov O.G. Instantaneous frequency measurement of microwave signals in optical range using "frequency-amplitude" conversion in the π -phase-shifted fiber-Bragg grating / O.G. Morozov, A.A. Talipov, M.R. Nurgazizov et al. // Proc. of SPIE. - 2014. - Vol. 9136. - P. 91361B.
40. Barot D. Optical frequency discriminator based on polarization-maintaining fiber Bragg gratings / D. Barot and L. Duanand // CLEO. - 2020. - P. JTu2G.8.
41. Габдулхаков И.М. Система квантового распределения ключей с двойным ортогональным спектрально-поляризационным и частотным кодированием / И.М. Габдулхаков, О.Г. Морозов, А.А. Кузнецов и др. // Известия ВУЗов. - Авиационная техника. - 2021. - № 3. - С. 200-204.
42. Huang, R. A fiber Bragg grating with triangular spectrum as wavelength readout in sensor systems / R. Huang, Y. W. Zhou, H. W. Cai, R. H. Qu, Z. J. Fang // Opt. Commun. – 2004. – V. 229. – P. 197–201.
43. Денисенко, П.Е. Волоконные решетки Брэгга с фазированной структурой в распределенных информационно-измерительных системах / С.Г. Алюшина, О.Г. Морозов, П.Е. Денисенко и др. // Нелинейный мир. – 2011. – Т. 9. – № 8. – С. 522-528.

RADIO-PHOTON SCALAR AND VECTOR SYSTEMS MEASUREMENTS OF INSTANTANEOUS FREQUENCY OF MICROWAVE SIGNALS BASED ON A SINGLE-PORT MACH-ZEHNDER MODULATOR AND TRIANGULAR FIBER BRAGG GRATINGS

A.V. Maltsev

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

Abstract. The aim of the work is to design an instantaneous frequency measurement system (IFMS) implementing the frequency-to-amplitude measurement transformation for defense applications and 5G and higher generation telecommunication networks with a minimized structure and simple control, which will achieve results that are better or close to those obtained in similar systems using complex two-port, dual, polarization Mach-Zehnder modulators (MMC) and other more complex modulators. These modulators have become unavailable under the conditions of sanctions pressure or high prices of suppliers. The IFMS developed in this article contain a single-frequency laser, a single-port MMC and a photodetector in a minimal structure, and the system operation is, in our opinion, based for the first time on the spectral or polarization transformation of amplitude-modulated radiation with the components of the measured frequency in a scalar and vector Bragg frequency discriminator. Estimates and control experiments show the possibility of achieving a measurement error of ± 0.01 GHz in the minimized structure of the developed SIMCH, which is an order of magnitude better than that of most known SIMCHs of a significantly more complex configuration with the elimination of crosstalk in the channels during their polarization separation.

Keywords: instantaneous frequency measurement system; single-port modulator; triangular fiber Bragg grating; scalar Bragg frequency discriminator; vector Bragg frequency discriminator; spectral channel separation; polarization channel separation.

Статья представлена в редакцию 01 июля 2024