

ПРИМЕНЕНИЯ ЛАЗЕРОВ И ДРУГИЕ ВОПРОСЫ КВАНТОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ**Функциональное гибкое измерение частоты с помощью фотоники на основе комбинации вынужденного рассеяния Манделъштама – Бриллюэна и интерферометра Маха – Цендера***

Л.Хуан, Ю.Ли, Ш.Чжао, Т.Линь, С.Ли, Г.Ван, Ц.Чжу

Предложено функционально гибкое измерение частоты с помощью фотоники. Благодаря поляризационному мультиплексированию оптоэлектрическое преобразование можно осуществить в одном оптическом канале, что придает системе стабильность и компактность. Более того, на основе специально разработанного функционального модуля грубого/точного измерения частоты (Г/ТИЧ) можно в грубом режиме обеспечить широкий диапазон покрытия, умеренную точность и быстроту срабатывания при измерении частоты в приемнике радиолокационного обнаружения (ПРО), а точный режим использовать в приемнике электронного противодействия (ПЭП). Результаты моделирования показывают, что строго монотонную функцию сравнения амплитуд (ФСА) можно построить на основе структуры интерферометра Маха – Цендера для отображения частоты сигнала. В диапазоне частот 1 – 31 ГГц достигнутая ошибка измерения не превышает 0.2 ГГц. Результаты такого грубого измерения могут быть использованы при радиолокационном обнаружении. На основе полученных результатов точное измерение частоты реализуется с использованием вынужденного рассеяния Манделъштама – Бриллюэна, при этом точность измерения будет выше 20 МГц. Отметим, что модуль Г/ТИЧ состоит из чисто пассивных устройств, что улучшает интеграционные свойства системы.

Ключевые слова: измерение частоты в микроволновом диапазоне, микроволновая фотоника, интерферометр Маха – Цендера, вынужденное рассеяние Манделъштама – Бриллюэна.

1. Введение

В современных системах радиолокационного предупреждения и электронного противодействия измерение частоты необходимо для идентификации перехваченных микроволновых сигналов, что часто выполняется специально разработанным приемником. В идеальном случае желательно иметь широкий диапазон измерения частоты, высокие точность измерения и скорость отклика. Однако одновременно удовлетворить эти требования, основываясь на современных технологиях, очень сложно. Поэтому нужен компромисс, пригодный для разных приложений. Обычно приемник радиолокационного оповещения (ПРО) используется для обнаружения боевого радара противника и обеспечения раннего предупреждения в реальном времени. При этом важен широкий диапазон измеряемых частот, чтобы охватить все угрозы, и быстрое реагирование на результаты измерения, в то время как высокая точность измерений не требуется. Напротив, приемник электронного противодействия (ПЭП) должен создавать или блокировать помехи на строго определенных частотах, поэтому предпочтение отдается более высокой точности измерения, а скорость отклика может

быть относительно низкой. Следует отметить, что в традиционной системе радиоэлектронной борьбы ПРО и ПЭП – это две независимые секции, которые поддерживают требуемые результаты измерения частоты для различных приложений. Однако с учетом требований миниатюрной и интегрированной системы когнитивного обнаружения в сложной электромагнитной среде использование отдельных блоков измерения частоты может привести к усложнению системы, серьезным электромагнитным помехам и высоким затратам. Поэтому крайне желательна сверхкомпактная реконфигурируемая система измерения частоты, которая может предоставлять в режиме реального времени грубые результаты измерения частоты для ПРО и точную частотную информацию для ПЭП в широком диапазоне (свыше 18 ГГц). При электрических измерениях частоты (ЭИЧ) эти требования трудно выполнить из-за существующих проблемных позиций в электронике. К счастью, микроволновая фотонная технология (МФТ), которая сочетает в себе преимущества электронных и фотонных технологий, оказалась хорошим методом для обхода ограничений системы ЭИЧ.

В последние годы появилось много сообщений о методах измерения частоты с помощью фотоники (ИЧФ), основанных на МФТ, главный принцип которой заключается в преобразовании частотной информации в другой, простой для регистрации параметр. Эти подходы в основном можно разделить на несколько категорий, когда частота отображается в виде мощности [1 – 3], координаты [4, 5] или времени [6, 7], а также с использованием вынужденного рассеяния Манделъштама – Бриллюэна (ВРМБ) [8 – 13]. В методах преобразования частоты в мощность обычно связывают изменения частоты и мощности через функции сравнения амплитуд (ФСА), определяемые характеристиками волоконных дисперсионных

* Перевод с англ. В.Л.Дербова.

Lanfeng Huang, Yongjun Li, Shanghong Zhao, Tao Lin, Xuan Li, Guodong Wang, Zihang Zhu. Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710077, China; e-mail: hlf.feng@qq.com

Поступила в редакцию 28 июля 2021 г., после доработки – 22 сентября 2021 г.

элементов или фильтров. Однако из-за принципиального компромисса между диапазоном измерения и точностью такой подход вряд ли может одновременно обеспечить широкий диапазон и точность измерения частоты. Отображение частоты в координату и время – два эффективных подхода к измерению частоты. Однако они по-прежнему сталкиваются с проблемами выполнения одновременных противоречивых требований и компактности конфигурации. В качестве интересной альтернативы в последние годы интенсивно изучаются схемы на основе ВРМБ. Узкополосная фильтрация, полученная с помощью ВРМБ, может обеспечить высокое разрешение по частоте для приложений ИЧФ. В работе [12] ВРМБ использовалась для селективного усиления и ослабления боковых полос с целью преобразования фазовой модуляции (ФМ) в амплитудную модуляцию (АМ); в результате реализован диапазон измерения 9 ГГц с максимальной ошибкой измерения 30 МГц. В работах [14, 15], многочастотный диапазон измерения может быть расширен до четырехкратного частотного сдвига ВРМБ путем перехода от одного к двум источниками накачки. Кроме того, применение ФСА [16] и метода отображения частотно-фазового наклона [17] для дальнейшего анализа частотной информации, содержащейся в спектре усиления ВРМБ, может обеспечить измерение частоты с высокой точностью – более 8 МГц. Схемы на основе ВРМБ не идеальны, поскольку для определения правильной частоты нужно сканировать весь диапазон измерения, что приводит к снижению скорости отклика. В этих схемах в каскадах электрооптического преобразования используются несколько модуляторов и оптических трактов. Это увеличивает стоимость системы и снижает ее стабильность. В частности, большой набор модуляторов сложно интегрировать, что может существенно повлиять на будущие приложения на платформах с ограниченной полезной нагрузкой, таких как космическое, воздушное и морское базирование.

В настоящей работе предлагается и демонстрируется функционально гибкая схема ИЧФ, основанная на комбинации ВРМБ и интерферометра Маха – Цендера. Схема позволяет реализовать функции измерения частоты в ПРО и ПЭП в одной системе. Измерение частоты выполняется в два этапа: 1) быстрая грубая оценка частоты для функции ПРО; 2) точное измерение частоты для функции ПЭП. Вместо двойного оптического тракта и секции параллельной модуляции используется однополяризационный мультиплексированный модулятор, что может упростить структуру системы и повысить ее стабильность. Кроме того, модуль грубого и точного измерения частоты (Г/ТИЧ) состоит из пассивных компонентов. Он легко интегрируется и может обеспечить сжатые, стабильные и эффективные результаты измерения частоты для будущей компактной системы радиоэлектронной борьбы.

2. Принцип действия и теория

Принципиальная схема предложенной схемы ИЧФ представлена на рис.1. Ключевыми компонентами схемы являются двойной параллельный двухполяризационный модулятор Маха – Цендера (dual-polarization dual-drive Mach-Zehnder modulator, DPoL-DMZM) и модуль Г/ТИЧ. Модулятор служит для одновременного перевода неизвестного радиосигнала и сигнала развертки частоты в оптическую область, а функции ПРО и ПЭП реализует модуль Г/ТИЧ. Грубое измерение частоты (ГИЧ) для ПРО выполняется на основе интерференционного сигнала интерферометра Маха – Цендера (ИМЦ), что позволяет мгновенно оценить неизвестный радиочастотный сигнал в широком диапазоне частот. После этого реализуется точное измерение частоты (ТИЧ) для ПЭП на основе узкополосной ВРМБ-фильтрации для повышения точности измерения в более узком диапазоне, что позволяет сократить время сканирования и получить более точную

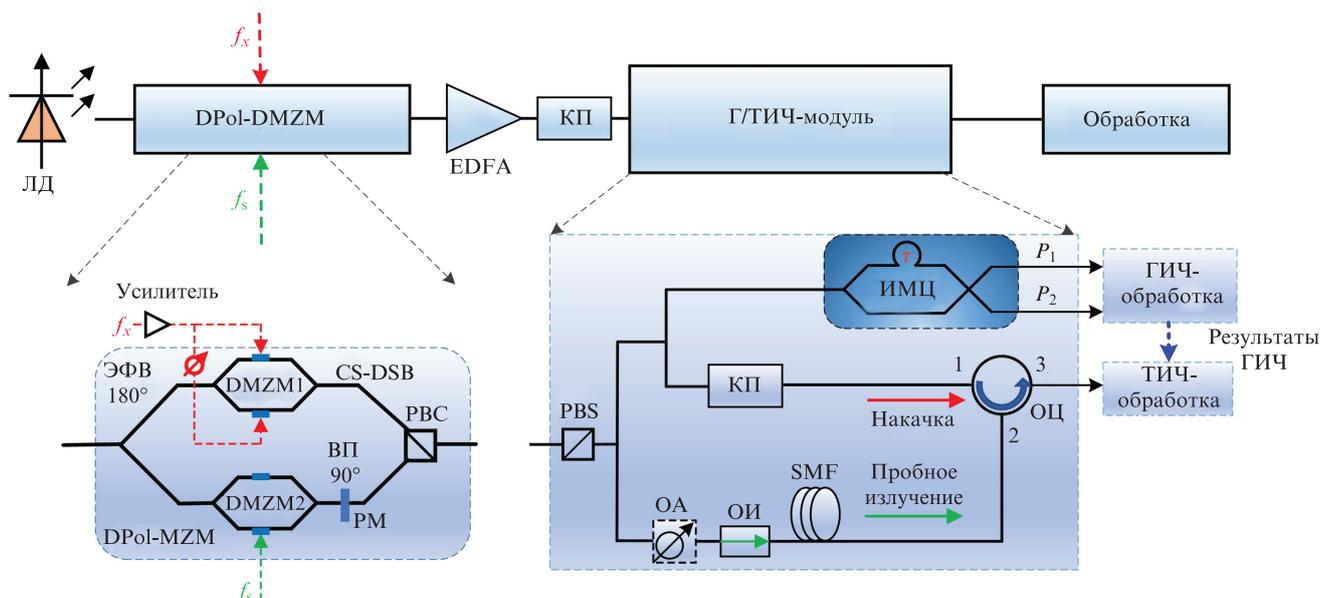


Рис.1. Принципиальная схема предлагаемой системы ИЧФ и структура DPoL-DMZM:

ЛД – лазерный диод; ЭФВ – электрический фазовращатель; ВП – вращатель поляризации; PBC – сумматор поляризованных пучков; EDFA – усилитель на волокне, легированном эрбием; КП – контроллер поляризации; PBS – поляризационный светоделитель; ИМЦ – интерферометр Маха – Цендера; ОА – оптический аттенуатор; ОИ – оптический изолятор; SMF – одномодовое волокно; ОЦ – оптический циркулятор.

информацию о частоте. В этой схеме DPoL-DMZM представляет собой интегрированный модулятор, что позволяет упростить структуру системы и повысить стабильность модуляции. Блок Г/ТИЧ состоит из пассивных устройств, поэтому его можно интегрировать в микросхему для дальнейшего упрощения системы. Ниже приведены этапы работы модуля Г/ТИЧ (грубое измерение частоты реализуется на первых трех этапах, точное – на трех последних).

1. Неизвестный радиочастотный сигнал f_x модулируется и отправляется в ИМЦ для выполнения ГИЧ.

2. Мониторинг выходной оптической мощности P от двух плеч ИМЦ.

3. Расчет ответа ФСА для выполнения ГИЧ.

4. Определение диапазона сканирования на основе ГИЧ.

5. Мониторинг оптической мощности от порта 3 ОЦ и запись ее отображения с помощью сигнала развертки f_s .

6. Использование частоты f_s на пике мощности и формулы $f_x = f_s + f_B$ для вычисления f_x , чтобы завершить ГИЧ.

Лазерный диод (ЛД) непрерывного действия используется для создания оптической несущей ($E_{in}(t) = E_0 e^{j2\pi f_c t}$) с амплитудой E_0 и частотой f_c . Излучение направляется во встроенный модулятор DPoL-DMZM, состоящий из двух параллельных модуляторов (DMZM1 и DMZM2), Y-ответвителя на 3 дБ, сумматора поляризованных пучков (polarized beam combiner, PBC) и вращателя поляризации на 90° , как показано на рис.1. Благодаря оптическому поляризационному мультиплексированию DPoL-DMZM может одновременно и по отдельности обрабатывать неизвестный радиочастотный сигнал и сигнал сканирования частоты в двух состояниях поляризации с высокой степенью изоляции, поэтому он может заменить структуру с двумя отдельными каналами, которая сложна и нестабильна. Здесь DMZM1 смещен к точке минимального пропускания (minimum transmission bias point, MITB) передаточной функции. Неизвестный радиочастотный сигнал сначала усиливается, а затем делится поровну между двумя каналами. В верхнем канале сигнал направляется непосредственно в радиочастотный порт модулятора DMZM1, а в нижнем канале – после пропускания через ЭФВ 180° .

Таким образом достигается модуляция с подавлением несущей и двойной боковой полосой (carrier-suppressed double sideband, CS-DSB). С другой стороны, опорный сигнал f_s подается на радиочастотный порт модулятора DMZM2, в то время как на другом порте сигнал нулевой.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} E_1(t) \\ E_2(t) \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\phi_1} & 0 \\ 0 & e^{j\phi_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_A(t) \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} E_A(t) e^{j\phi_1} - E_A(t) e^{j\phi_2} \\ jE_A(t) e^{j\phi_1} + jE_A(t) e^{j\phi_2} \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{2} E_0 J_1(m) \begin{bmatrix} e^{j2\pi(f_c - f_x)t} e^{j\frac{n\pi(f_c - f_x)(L_1 + L_2)}{-c}} \sin(\pi(f_c - f_x)\tau) + e^{j2\pi(f_c + f_x)t} e^{j\frac{n\pi(f_c + f_x)(L_1 + L_2)}{-c}} \sin(\pi(f_c + f_x)\tau) \\ j e^{j2\pi(f_c - f_x)t} e^{j\frac{n\pi(f_c - f_x)(L_1 + L_2)}{-c}} \cos(\pi(f_c - f_x)\tau) + j e^{j2\pi(f_c + f_x)t} e^{j\frac{n\pi(f_c + f_x)(L_1 + L_2)}{-c}} \cos(\pi(f_c + f_x)\tau) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3)$$

Постоянное напряжение смещения на DMZM2 установлено на квадратурную точку передачи (quadrature transmission point, QTP) для осуществления фазовой модуляции. Затем направление поляризации излучения на выходе из DMZM2 поворачивается вращателем поляризации на 90° . В результате модулированные сигналы от DMZM1 и DMZM2 оказываются ортогонально поляри-

зованными. Наконец, эти два оптических сигнала складываются при помощи сумматора PBC. Для ясности будем считать, что CS-DSB-модулированный сигнал от DMZM1 поляризован по оси x , а сигнал с фазовой модуляцией (PM) от DMZM2 – по оси y .

Для удобства неизвестные радиосигналы могут быть просто выражены как $V_{RF}(t) = V \sin(2\pi f_x t)$. Здесь V и f_x – амплитуда и частота неизвестного радиосигнала. Пренебрегая потерями, вносимыми модуляторами, можно выразить сигналы на выходе модуляторов DMZM1 и DMZM2 как

$$E_{DMZM1}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 J_1(m) [e^{j2\pi(f_c - f_x)t} + e^{j2\pi(f_c + f_x)t}], \quad (1)$$

$$\begin{aligned} E_{DMZM2}(t) &= \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 e^{j2\pi f_c t} \\ &\times [J_0(m) + J_1(m) e^{j2\pi f_s t} - J_1(m) e^{-j2\pi f_s t}], \end{aligned} \quad (2)$$

где $J_0(m)$, $J_1(m)$ – функции Бесселя первого рода нулевого и первого порядков соответственно; m – коэффициент модуляции. Нужно отметить, что оптические боковые полосы выше второго порядка не учитываются ввиду низкой мощности.

Мультиплексированный сигнал с ортогональными поляризациями, выходящий из DPoL-DMZM, сначала усиливается с помощью EDFA, а затем направляется в модуль Г/ТИЧ для грубого и точного измерения частоты. Следует отметить, что в данном модуле прежде всего контролируется соответствие двух состояний оптической поляризации двум главным осям поляризационного делителя пучка (polarization beam splitter, PBS). Как показано на рис.1, оптический сигнал от DPoL-DMZM поляризованно демультиплексируется с помощью PBS в два канала (с x - и y -поляризацией). Сигнал CS-DSB с x -поляризацией делится далее на $E_A(t)$ и $E_B(t)$ при помощи оптического делителя мощности.

2.1. Грубое измерение частоты

После прохождения 3-дБ делителя мощности оптический сигнал можно выразить как $E_A(t) = E_B(t) = \sqrt{2}/2 \times E_{DMZM1}(t)$. Пренебрегая потерями в каждом плече ИМЦ, запишем матрицы передачи оптических сигналов в двух плечах как [3]

Здесь $\Phi_i = -2\pi f_i n L_i / c$ ($i = 1, 2$) – фазовый сдвиг, вносимый за счет оптических длин двух плеч ИМЦ (L_1 и L_2); n и c – показатель преломления и скорость света в вакууме соответственно. Временная задержка τ , обусловленная разностью длин плеч ИМЦ, записывается как $\tau = n(L_1 - L_2)/c$. В результате оптические мощности в двух выходных портах ИМЦ выражаются следующим образом:

$$\begin{aligned}
 P_1 &= \frac{1}{4} E_0^2 J_1^2(m) \{ \sin^2[\pi(f_c - f_x)\tau] + \sin^2[\pi(f_c + f_x)\tau] \} \\
 &= \frac{1}{4} E_0^2 J_1^2(m) [1 - \cos(2\pi f_c \tau) \cos(2\pi f_x \tau)], \\
 P_2 &= \frac{1}{4} E_0^2 J_1^2(m) [1 + \cos(2\pi f_c \tau) \cos(2\pi f_x \tau)].
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

Наконец, функция сравнения амплитуд может быть построена как

$$\text{ACF} = \frac{P_1}{P_2} = \frac{1 - \cos(2\pi f_c \tau) \cos(2\pi f_x \tau)}{1 + \cos(2\pi f_c \tau) \cos(2\pi f_x \tau)}.
 \tag{5}$$

Из выражения (5) следует, что ФСА зависит от оптической несущей частоты f_c , временной задержки τ и неизвестной частоты радиосигнала f_x , а поскольку эта функция есть отношение мощностей в двух каналах, то влияние флуктуаций мощности (как радиочастотной, так и оптической) может быть исключено. В силу комплементарных характеристик входящих в ФСА оптических мощностей, эта функция монотонна в интервале частот $1/2\tau$. Следовательно, в этом диапазоне может быть создана таблица преобразования частоты в ФСА, по которой путем измерения функции можно получить частоту радиосигнала. Кроме того, поскольку нет необходимости использовать длинное волокно, скорость отклика системы на основе ИМЦ намного выше, чем у схем, использующих материальную дисперсию оптического волокна. Таким образом, система способна обеспечить быструю оценку частоты для ПРО с умеренной точностью.

2.2. Точное измерение частоты

Для ПЭП необходимы результаты точного измерения частоты – результаты грубого измерения недостаточны. Для повышения точности измерения модуль Г/ТИЧ следует функционально переключить на ТИЧ. Затем путем сканирования частоты f_s находится точная частота. Необходимо отметить, что благодаря ГИЧ диапазон сканирования может быть значительно сужен. Это означает, что при сканировании намного более узкой полосы появляется возможность быстро получить результат точного измерения. Пусть, например, неизвестная частота f_x принята антенной. Тогда с помощью ГИЧ непосредственно измеряется приближенная частота f_{coarse} . Поскольку ошибка грубого измерения $\Delta_{\text{err}} = \pm |f_{\text{coarse}} - f_x|$, т.е. f_x лежит в диапазоне $[f_{\text{coarse}} - \Delta_{\text{err}}, f_{\text{coarse}} + \Delta_{\text{err}}]$, достаточно сканировать только этот диапазон, что может значительно сократить временную задержку точного измерения.

Сигнал CS-DSB $E_B(t)$ выбирается в качестве излучения накачки, а его поляризация устанавливается строго в направлении оси y , чтобы добиться максимальной интенсивности в спектре усиления ВРМБ. Оптический сигнал с фазовой модуляцией и y -поляризацией играет роль пробного сигнала после прохождения оптического аттенюатора (ОА), функция которого состоит в ослаблении мощности пробного излучения для выполнения условий ВРМБ. При попадании пробного сигнала в индуцированную накачкой полосу усиления, мощность накачки переносится в выбранную боковую полосу, что вызывает резкое изменение выходной оптической мощности из порта 3 оптического циркулятора ОЦ. В итоге получаем соотношение между f_s и измеренной выходной мощностью, по которому можно точно определить частоту неизвестного радиосигнала.

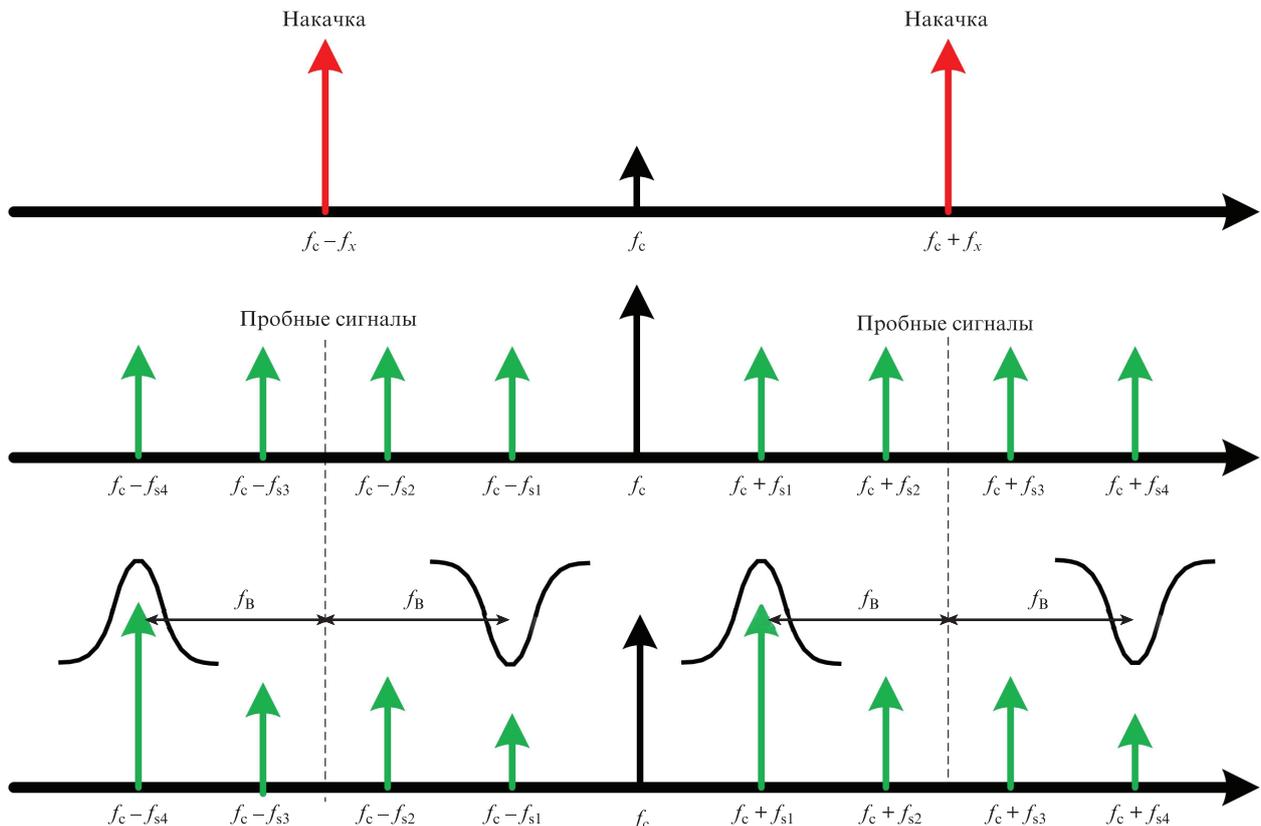


Рис.2. Обработка спектра ВРМБ.

ВРМБ представляет собой нелинейный эффект взаимодействия двух противоположно направленных световых волн (накачки и стоксовой волны) через посредство акустической волны в волокне [15]. По достижении пороговой мощности ВРМБ часть мощности накачки передается пробному излучению, если выполняется условие согласования частот, т.е. частота пробного излучения меньше частоты излучения накачки на величину бриллюэновского сдвига частоты ($f_{\text{probe}} = f_{\text{pump}} - f_B$). Следовательно, ВРМБ может генерировать спектр с узкой

$$-j \frac{g_0 I_p}{4} \frac{(\Delta\nu_B/2)f}{f^2 + (\Delta\nu_B/2)^2}. \quad (8)$$

Здесь $g(f)$ – фактор усиления в центре линии; $\Delta\nu_B$ – ширина линии ВРМБ; f – отстройка частоты от центра линии усиления ВРМБ (для $g(f)$) или потерь (для $\alpha(f)$); I_p – мощность излучения накачки.

Опуская боковые полосы высших порядков, можно приближенно выразить оптическую мощность на входе измерителя в виде

$$P \approx E_0^2 J_0(m) J_1(m) \left\{ \begin{aligned} &G(f_x - f_s - f_B) A(f_x - f_s + f_B) \cos[\phi_g(f_x - f_s - f_B) + \phi_\alpha(f_x - f_s + f_B) + 2\pi f_s t] \\ &- G(f_s - f_x - f_B) A(f_s - f_x + f_B) \cos[-\phi_g(f_s - f_x - f_B) - \phi_\alpha(f_s - f_x + f_B) + 2\pi f_s t] \end{aligned} \right\}, \quad (9)$$

полосой усиления вблизи частоты $f_{\text{pump}} - f_B$, в которой происходит экспоненциальный рост пробного сигнала, и с узкой полосой потерь вблизи частоты $f_{\text{pump}} + f_B$ (рис.2).

В настоящей работе в качестве излучений накачки используются две боковые полосы сигнала с модуляцией CS-DSB, а сигнал с фазовой модуляцией (PM, см. рис.1) обрабатывается при помощи ВРМБ. При условии слабого сигнала рассматривается только оптическая несущая и обе боковые полосы первого порядка. После ВРМБ выходной сигнал порта 3 ОЦ дается выражением

$$E(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 \exp(j2\pi f_c t)$$

$$\times \left\{ \begin{aligned} &J_0(m) + J_1(m) \exp[g(f_x - f_s - f_B) + \alpha(f_x - f_s + f_B) + j2\pi f_s t] \\ &- J_1(m) \exp[g(f_s - f_x - f_B) + \alpha(f_s - f_x + f_B) - j2\pi f_s t] \end{aligned} \right\}, \quad (6)$$

где g и α обозначают усиление и потери излучения ВРМБ соответственно и определяются как [18]

$$g(f) = \frac{g_0 I_p}{2} \frac{(\Delta\nu_B/2)^2}{f^2 + (\Delta\nu_B/2)^2} + j \frac{g_0 I_p}{4} \frac{(\Delta\nu_B/2)f}{f^2 + (\Delta\nu_B/2)^2}, \quad (7)$$

$$\alpha(f) = -g(f) = -\frac{g_0 I_p}{2} \frac{(\Delta\nu_B/2)^2}{f^2 + (\Delta\nu_B/2)^2} -$$

где согласно (7), (8) $G(f) = \exp\{\text{Re}[g(f)]\}$, $A(f) = \exp\{\text{Re}[\alpha(f)]\}$, $\phi_g(f) = \text{Im}[g(f)]$ и $\phi_\alpha(f) = \text{Im}[\alpha(f)]$. Следовательно, путем мониторинга измеренной оптической мощности и построения ее функциональной связи с частотой f_s неизвестная частота радиосигнала может быть определена с высокой точностью.

3. Демонстрационное моделирование

Для верификации предложенного подхода ИЧФ было выполнено имитационное моделирование на основе структуры, показанной на рис.1, в среде пакета математического обеспечения OptiSystem. Частота, мощность и ширина линии оптического несущего сигнала от лазерного диода брались равными 193.1 ТГц, 16 дБм и 0.1 МГц соответственно. Полуволновое напряжение модулятора DPoL-DMZM было 4 В, а коэффициент экстинкции – 50 дБ. Мощность неизвестного радиосигнала составляла –13 дБм, коэффициенты усиления электрического усилителя и EDFA – соответственно 20 и 35 дБ. Временная задержка τ ИМЦ устанавливалась равной 15 пс, а длина одномодового волокна составляла 5 км.

На рис.3 представлены результаты моделирования грубого измерения частоты. Измеренные отклики пропускания от двух портов ИМЦ показаны на рис.3,а. Видно, что оба сигнала имеют комплементарные характеристики

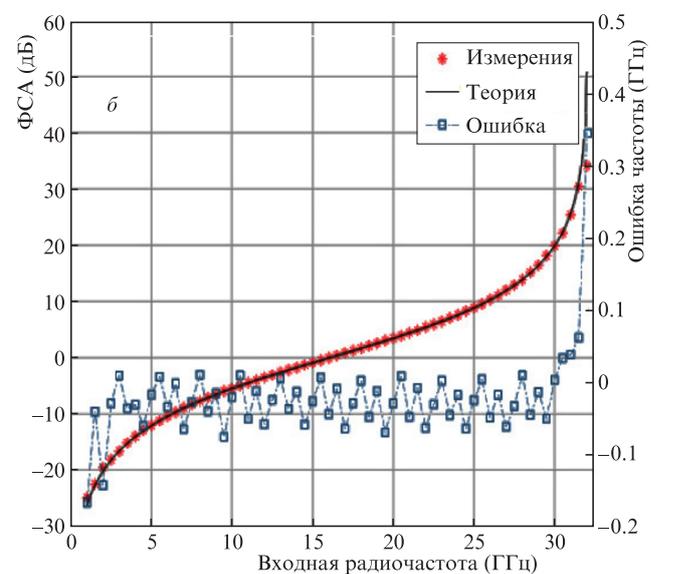
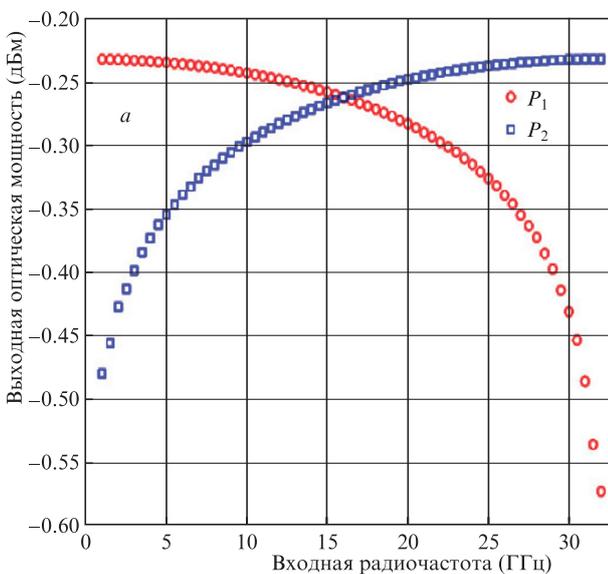


Рис.3. Результаты моделирования ГИЧ: измеренная оптическая мощность на двух выходных портах ИМЦ (а); измеренная ФСА и ошибка измерения частоты (разность между оцененной частотой и частотой, реально заданной на входе) (б).

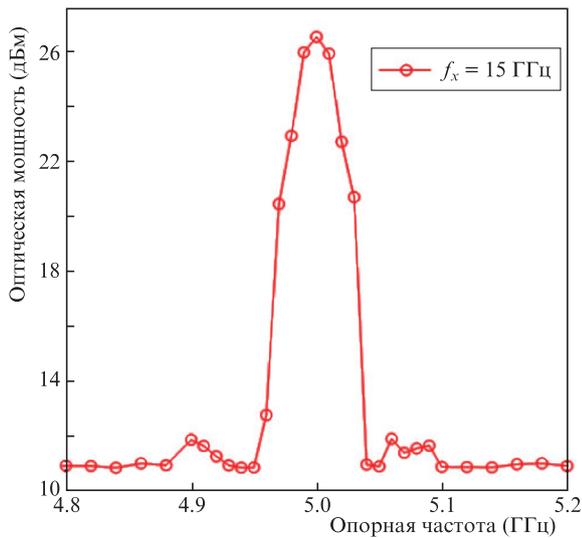


Рис.4. Зависимость детектируемой оптической мощности от опорной частоты f_s при $f_x = 15$ ГГц.

ки, что согласуется с теоретическим предсказанием. Соответствующая отклику ФСА и ошибка измерения частоты (разность между оцененной и заданной входной частотами) приведены на рис.3.б. Интервал монотонности ФСА, соответствующий максимальному диапазону измерения частоты, близок к $1/(2\tau)$. Следовательно, в данном диапазоне оценка частоты может быть получена по измеренному значению ФСА. Как показывают результаты (см. рис.3.б), в диапазоне 1 – 31 ГГц измеренные значения ФСА согласуются с теоретическими значениями, а ошибка измерения частоты не превышает 200 МГц.

Согласно приведенным результатам грубого измерения частоты можно сделать вывод, что точная частота находится в диапазоне, центральная частота которого есть результат грубого измерения f_{coarse} , а границы диапазона отстоят от нее на ± 200 МГц. После ГИЧ в этом спектральном диапазоне можно проводить точные измерения частоты на основе ВРМБ.

При ТИЧ неизвестный радиочастотный сигнал точно определяется путем мониторинга оптической мощности из порта 3 оптического циркулятора ОЦ. В предположе-

нии, что частота неизвестного радиосигнала составляет 15 ГГц, на рис.4 показана связь между оптической мощностью и опорной частотой f_s . Видно, что узкополосный спектр усиления ВРМБ может селективно влиять на оптическую мощность из порта 3 ОЦ. Поскольку пробный сигнал является опорным, частоту можно определить по выходному пику мощности из порта ОЦ, когда частота опорного сигнала f_s «вынуждает» боковые полосы, стимулированные неизвестным сигналом, попадать в полосу усиления ВРМБ. В этом случае неизвестная частота вычисляется по формуле $f_x = f_s + f_B$. Кроме того, когда окружающая температура контролируется и натяжение оптического волокна поддерживается постоянным, можно пренебречь влиянием флуктуаций окружения на частоту ВРМБ-сдвига в диапазоне 0 – 40 ГГц [13]. В данном численном эксперименте измеренный сдвиг частоты за счет ВРМБ составил 10 ГГц.

Результаты моделирования ТИЧ представлены на рис.5.а. Видно, что измеренные частоты соответствуют заданным на входе радиочастотам в диапазоне 1 – 31 ГГц. По результатам измерения и заданной входной частоте можно найти абсолютную и относительную ошибки измерения. Как следует из рис.5.б, абсолютная ошибка измерения частоты составляет менее 20 МГц, а относительная ошибка – менее 1%. По сравнению с результатами ГИЧ точность повысилась. Нужно отметить, что точность ТИЧ определяется спектром усиления ВРМБ. Ширина полосы на уровне 3 дБ для ВРМБ обычно составляет около 30 МГц, но когда мощность накачки достигает 15 дБм, ширина полосы усиления может быть уменьшена до 10 МГц [19].

4. Анализ и обсуждение полученных результатов

При моделировании обнаружилось, что точность ГИЧ существенно зависит от отношения боковых полос к несущей (sideband to carrier ratio, SCR) сигнала $E_A(t)$ с модуляцией CS-DSB, вводимого в ИМЦ. При идеальных условиях несущая в $E_A(t)$ полностью подавляется и мощность оптического сигнала сконцентрирована в основном в боковых полосах первого порядка. Однако на практике остаточная несущая может существовать из-за

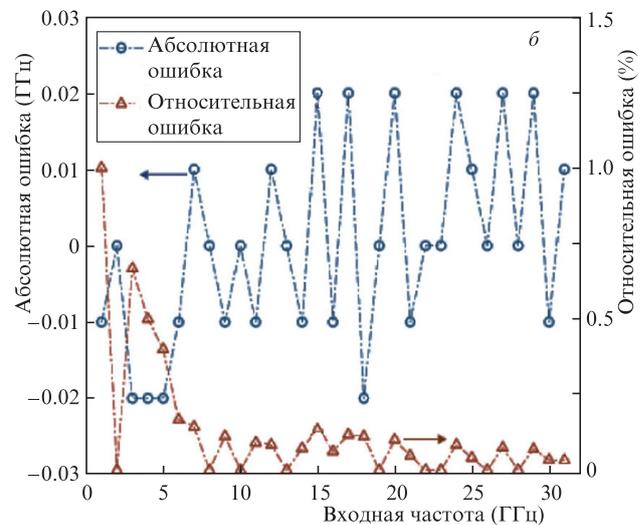
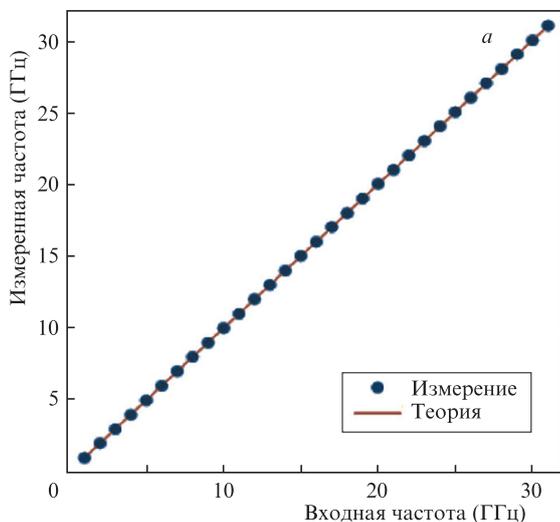


Рис.5. Результаты моделирования ТИЧ: зависимость измеренной частоты от входной (а), а также зависимости абсолютной и относительной ошибок измерения частоты от входной частоты (б).

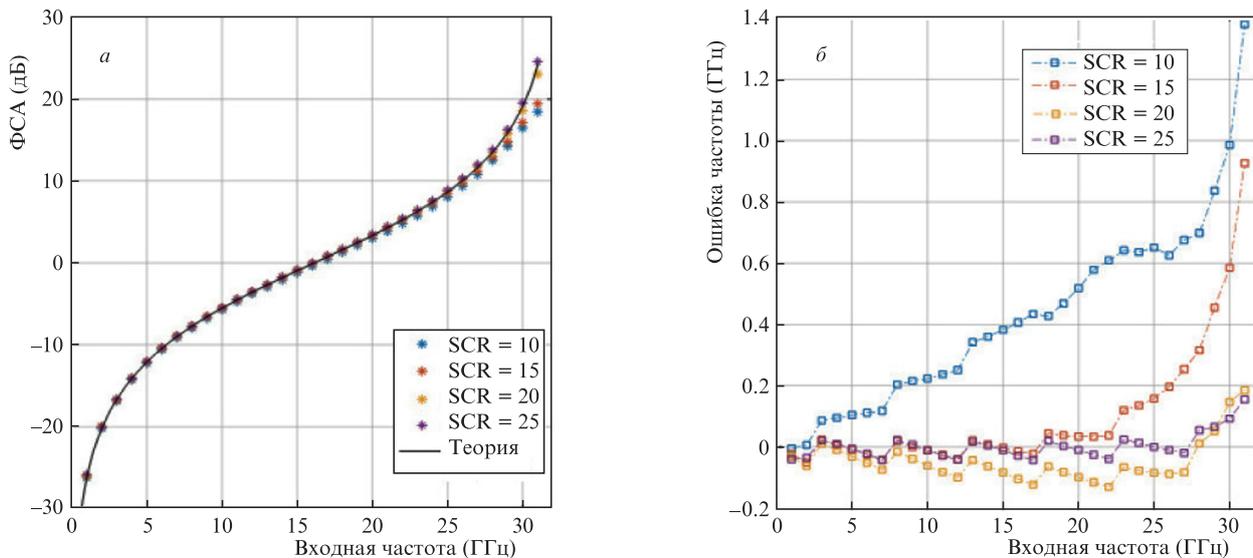


Рис.6. Влияние отношения SCR на точность ГИЧ: зависимости от входной частоты измеренной ФСА (а) и ошибки измерения частоты (б) при различных SCR.

конечного коэффициента экстинкции модулятора. Поэтому для исследования влияния SCR сигнала $E_A(t)$ на

ухудшение точности ГИЧ его величина варьировалась в интервале 10 – 25 дБ. Результаты показаны на рис.6.

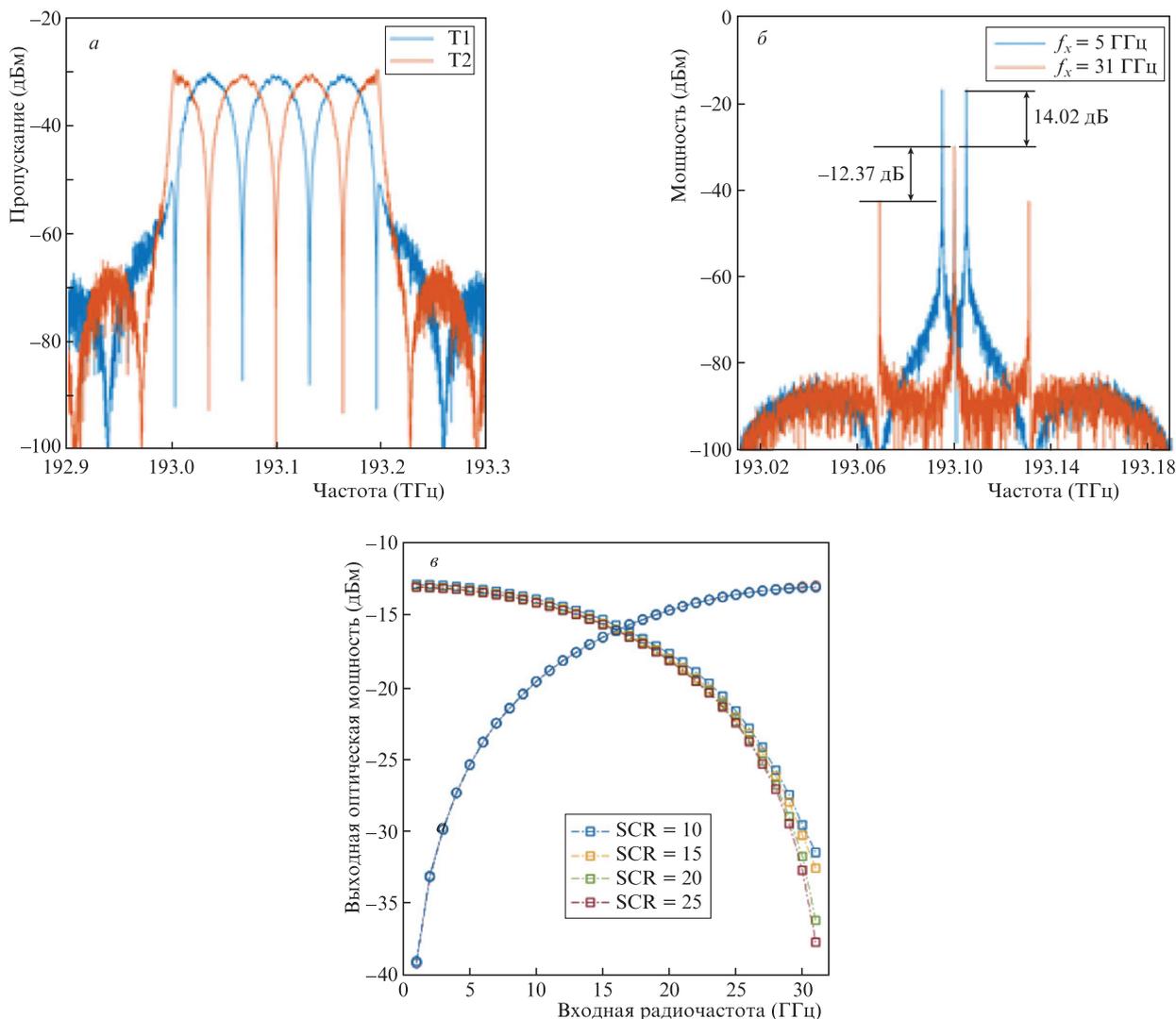


Рис.7. Измеренное пропускание в двух плечах ИМЦ (а), интенсивности боковых полос первого порядка и несущей в плече T1 (б), а также зависимости выходной оптической мощности в двух плечах ИМЦ от входной частоты при различных значениях SCR (в).

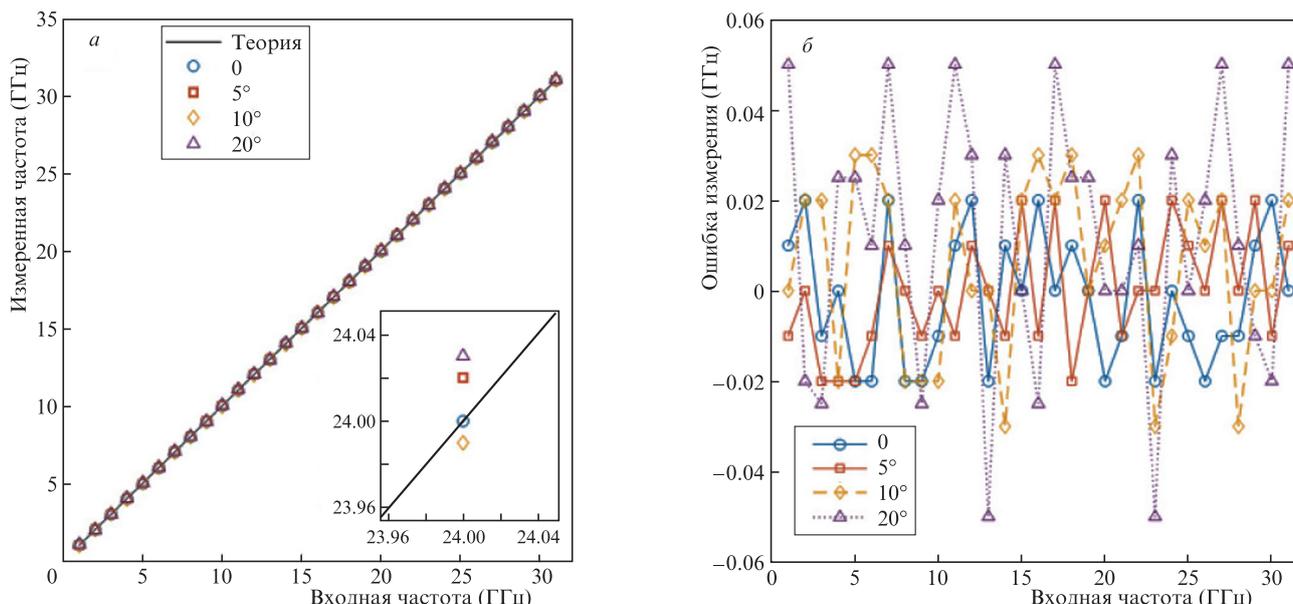


Рис.8. Влияние отклонения поляризации на ТИЧ: зависимости измеренной частоты от входной (а) и зависимости ошибки измерения частоты от входной частоты (б) при различных отклонениях поляризации.

Видно, что при сравнительно большом SCR (более 20 дБ) результаты измерения хорошо согласуются с результатами теоретического анализа. Однако при слишком низких SCR результаты измерения постепенно отклоняются от теоретических на высоких частотах. Причина этого будет проанализирована ниже.

Пропускание излучения в двух плечах ИМЦ (Т1 и Т2) показано на рис.7,а. Оптическая несущая полностью подавлена в Т2, но остается в Т1, а интенсивность боковых полос первого порядка CS-DSB-сигнала в Т1 постепенно ослабляется с ростом f_x . Следовательно, влияние оптической несущей определяется главным образом пропусканием канала Т1. Здесь мы сосредоточимся на выходном сигнале в плече Т1 для выяснения влияния оптической несущей на рабочие характеристики системы. Как видно из рис.7,б, в случае $f_x = 5$ ГГц отношение SCR для CS-DSB-сигнала в плече Т1 составляет 14.02 дБ, а при увеличении f_x до 31 ГГц SCR равно -12.37 дБ. Отсюда следует, что по мере увеличения f_x величина SCR уменьшается. Остаточная несущая забирает на себя основную мощность выходного сигнала, что нельзя игнорировать. В этом случае симметрия зависимостей для плеч Т1 и Т2 на рис.7,а более не гарантируется, поэтому измеренная ФСА постепенно отклоняется от теоретической в области высоких частот. Мощностные отклики на двух выходных портах ИМЦ при различных значениях SCR показаны на рис.7,в. Видно, что пропускание в Т2 практически неизменно. Напротив, отклик в плече Т1 сильно зависит от SCR. С ростом SCR выходная оптическая мощность в высокочастотной области лучше согласуется с теоретическим откликом. Поэтому в практических приложениях вследствие конечности коэффициента экстинкции модулятора необходимо присоединять волоконную брэгговскую решетку (Fiber Bragg Grating, FBG) для исключения несущей компоненты и обеспечения хорошей работы измерителя в высокочастотной области (на частотах выше 30 ГГц).

Важной частью обработки сигнала в данной структуре является поляризационное мультиплексирование. Поэтому при рассмотрении ТИЧ необходимо контроли-

ровать поляризационное состояние, чтобы обеспечить согласование оптических сигналов обеих ортогональных поляризаций и добиться максимальной интенсивности в спектре ВРМБ-усиления. В практических приложениях влияние окружающей среды и собственные погрешности могут приводить к отклонениям поляризации в системе. Для изучения вопроса о влиянии отклонения поляризации на точность ТИЧ вводится небольшое поляризационное возмущение между $E_B(t)$ и пробным излучением. Влияние различия поляризаций излучения накачки и пробного излучения на результат измерения частоты исследовалось в диапазоне углов между направлениями поляризаций от 0 до 20°.

Как следует из рис.8,а, когда угол между направлениями поляризаций находится в пределах 10°, измеренная частота хорошо согласуется с входной радиочастотой в диапазоне 1 – 31 ГГц. Более того, можно показать, что диапазон флуктуаций при измерениях частоты возрастает с увеличением угла между направлениями поляризаций, что хорошо видно на рис.8,б. При отклонении поляризации в пределах 5° максимальная ошибка измерения все еще меньше 20 МГц, так что его влиянием на точность измерения частот практически можно пренебречь. Однако, когда отклонение поляризации составляет 10° и 20°, максимальная ошибка измерения ухудшается до 30 и 50 МГц соответственно. По счастью, при интеграции модуля Г/ТИЧ в чип направление поляризации устанавливается и фиксируется до упаковки. Это гарантирует большую поляризационную стабильность и решает проблему дрейфа поляризации, актуальную при реализации схемы в виде отдельных устройств.

5. Заключение

Предложена функционально гибкая схема ИЧФ на основе поляризационного мультиплексирования и грубой/точной компенсации. Без изменения конфигурации система способна поддерживать измерение частоты с умеренной точностью, но в широком диапазоне при использовании в ПРО. Более того, на основе результатов

грубой оценки частоты система способна выполнить более точное измерение для ПЭП. Измерение частоты для ПРО выполняется путем ее быстрой оценки на основе ИМЦ. Рабочий диапазон можно значительно расширить при использовании строго монотонной ФСА, при этом ошибка измерения не превышает 0.2 ГГц в диапазоне 1 – 31 ГГц. По результатам грубой оценки частоты с помощью ИМЦ производится дальнейшее точное измерение частоты для ПЭП. Оно реализуется на основе ВРМБ. Результаты измерения продемонстрировали улучшение точности измерения до 20 МГц с относительной ошибкой менее 1%. Блок электрооптической модуляции выполнен с использованием поляризационного мультиплексирования, что улучшает стабильность системы и упрощает ее. Наконец, пассивный модуль Г/ТИЧ может быть интегрирован в чип для дальнейшего упрощения системы. Предложенная схема имеет потенциальные приложения в будущих миниатюрных системах разведки и обнаружения.

Работа выполнена при частичной поддержке Национального фонда естественных наук Китая (гранты № 61901507, 62001505) и Фонда естественных наук провинции Шэньси (гранты № 2019JQ-707, 2020JQ-469).

1. Zhang C., Zhang J., Zhao Z. *Curr. Opt. Photon.*, **4** (4), 361 (2020).
2. Jian D., Xu K., Duan R., et al. *Opt. Commun.*, **284** (24), 5738 (2011).
3. Jian D., Xu K., Sun X., et al. *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **22** (15), 1162 (2010).
4. Wiberg A.O.J. et al. *J. Lightwave Technol.*, **32** (20), 3609 (2014).
5. Zou X., Li W., Pan W., Yan L., Yao J. *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, **61** (9), 3470 (2013).
6. Duan Y., Liao C., Zhou H., et al. *Opt. Express*, **25** (7), 7520 (2017).
7. Nguyen L.V.T. *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **21** (10), 642 (2009).
8. Zou X., Xu Sh., Li Sh., et al. *Opt. Lett.*, **44** (23), 5723 (2019).
9. Zhu Z., Merklein M., et al. *Opt. Express*, **27** (9), 12855 (2019).
10. Jiao W., You K., Sun J. *IEEE Photonics J.*, **11** (2), 5500912 (2019).
11. Long X., Zou W., Chen J. *Opt. Express*, **25** (3), 2206 (2017).
12. Zheng S., Ge S., Zhang X., Chi H., Jin X. *IEEE Photonics Technol. Lett.*, **24** (13), 1115 (2012).
13. Li W., Zhu N.H., Wang L.X. *Opt. Lett.*, **37** (2), 166 (2012).
14. Wu K., Li J., Zhang Y., et al. *Optik*, **126** (19), 1935 (2015).
15. Xiao Y., Guo J., Wu K., et al. *Opt. Express*, **21** (26), 31740 (2013).
16. Wang D., Pan L., Wang Y., et al. *Opt. Laser Technol.*, **113** (23), 171 (2019). DOI: 10.1016/j.optlastec.2018.12.035.
17. Wang D., Du C., Yang Y., et al. *Opt. Laser Technol.*, **123**, 105895 (2020).
18. Zhang W., Minasian R.A. *IEEE Photonics J.*, **4** (5), 1443 (2012).
19. Preussler S., Schneider T. *Opt. Eng.*, **55** (3), 031110 (2015).