

УДК 621.383

Формирование излучения с перестраиваемым асимметричным трехчастотным спектром для радиофотонного векторного анализатора цепей

© 2021 г. Т. Р. Сахбиев*, аспирант; В. М. Афанасьев**, канд. техн. наук;
А. А. Иванов*, канд. техн. наук; Р. С. Пономарев***, ****, канд. физ.-мат. наук;
О. Г. Морозов*, доктор техн. наук; А. Ж. Сахабутдинов*, доктор техн. наук;
Г. И. Сахабутдинова*, студент; К. Г. Каримов*, студент

*Казанский национальный исследовательский технический университет им. А.Н. Туполева, Казань

**Коломенский институт (филиал) Московского политехнического университета, Коломна Московской обл.

***Пермский государственный национальный исследовательский университет, Пермь

****Пермский федеральный исследовательский центр Уральского отделения Российской академии наук, Пермь

E-mail: aleste1@mail.ru

Поступила в редакцию 14.01.2021

DOI:10.17586/1023-5086-2021-88-05-03-14

Представлены принципы формирования излучений с двух- и трехчастотным симметричным и/или асимметричным спектрами в оптическом диапазоне для построения оптических векторных анализаторов спектра. Формирование сканирующего излучения проводится за счет модуляции одночастотного перестраиваемого излучения на двухпортовых модуляторах Маха–Цендера для сканирования как двухчастотным, так и трехчастотным сигналами. Полученные результаты исследования позволяют проектировать векторные анализаторы цепей для исследования спектральных особенностей пассивных оптических элементов и устройств в сверхузком спектральном диапазоне.

Ключевые слова: оптический векторный анализатор, оптическая несимметричная модуляция, асимметрия по частоте, асимметрия по амплитуде, двухпортовый модулятор Маха–Цендера.

Коды OCIS: 300.0300, 060.5625

ВВЕДЕНИЕ

Активно развивающаяся отрасль современных волоконных технологий предъявляет все более высокие требования к элементной базе, в том числе она требует использования оптических элементов с узкими и сверхузкими спектральными особенностями. Например, современные резонаторы или волоконные брэгговские решетки с фазовыми неоднородностями могут иметь в своей структуре участки, спектральная ширина которых 100 МГц и менее.

Следовательно необходимы и инструменты исследования и контроля их спектральных характеристик, коими являются оптические векторные анализаторы цепей (ОВАЦ). Первые ОВАЦ строились на основе модуляции фазового сдвига [1] и интерферометрии [2], в которые были заложены принципы одночастотной оптической модуляции [3]. Теоретически принципы одночастотной оптической модуляции позволяют обеспечить спектральную разрешающую способность даже до единиц

килогерц [4–17], например, в публикации [4] сообщается о достигнутой спектральной разрешающей способности в 78 кГц. Вместе с тем частотный диапазон измерений ограничивается полосой пропускания фотоприемника и максимальной рабочей частотой электрооптического модулятора (не более 40 ГГц) [4], а сам метод одночастотной модуляции имеет ряд заметных недостатков, таких как ограниченность динамического диапазона и погрешности измерений, вызванные наличием боковых частот высоких порядков. Для снижения ошибок измерений в работе [9] было предложено использовать гибридный ответвитель, который подавляет положительную боковую частоту второго порядка, вносящую наибольший вклад в погрешность измерений. В оптическом векторном анализаторе на основе оптического фильтра предлагалось использовать фазового модулятора с низким индексом модуляции [4], чтобы спектр сигнала содержал только боковые полосы первого порядка. В публикации [10] предложено использовать двухпортовый модулятор Маха–Цендера (ММЦ), в верхнем плече которого подавляются четные боковые частоты высоких порядков, а нижнее плечо работает в максимальной рабочей точке и формирует только одну несущую частоту на выходе. Однако ни в работе [9], ни в [10] не удалось добиться полного подавления всех боковых частот высоких порядков, а в работе [4] за счет низкого индекса модуляции ограничен динамический диапазон измерений.

Ошибки измерений, связанные с не полностью подавленными боковыми частотами, пытались устранить [11–14]. Например, в работе [11] предложено проводить измерения дважды. Этот подход улучшен [12] за счет применения идеи дифференциальных измерений, а в публикации [13] наряду с дифференциальными измерениями был предложен линейно частотно-модулированный сигнал. Также рассмотрен метод фиксированного низкочастотного детектирования, в котором сигналы с измерительного и опорного каналов объединяются на фотоприемнике, что одновременно позволяет обеспечить высокую скорость измерений, поскольку все измерения проводятся на известной фиксированной разностной частоте [14, 15]. Расширить динамический диапазон было предложено за счет разделения опти-

ческих путей несущей и боковой частот [16], а в работе [17] предложено дальнейшее улучшение схемы, которая основана на дифференциальном измерении. В публикации [18] продемонстрирована работа сверхвысокочастотных интегрально-оптических модуляторов в полосе до 30 ГГц в линейном режиме и соответственно возможность плавной перестройки боковой спектральной составляющей. Для увеличения частотного диапазона измерений при сохранении высокой разрешающей способности рассмотрено использование оптической частотной гребенки [19, 20].

Для одновременного решения проблем, присущих ОВАЦ, работающим на принципах различных вариантов одночастотной оптической модуляции, были предложены подходы двухчастотной оптической модуляции [21–38], которая обладает удвоенным частотным диапазоном измерений и увеличением разрешающей способности, которая зависит от количества контрольных точек. Оптические векторные анализаторы цепей на основе оптической двухчастотной модуляции могут быть с симметричными и асимметричными разностными частотами сканирующего сигнала. С помощью ОВАЦ с симметричными разностными частотами достаточно легко получить сканирующий сигнал, но сложно проводить сами измерения, поскольку они должны быть выполнены на каждой частоте модуляции при ее перестройке.

Сигнал сканирования с асимметрией разностных частот получить сложнее, но он позволяет проводить измерения однократно, кроме того, в этом случае значительно снижается влияние на ошибки измерений боковых частот высших порядков. Объединение преимуществ и недостатков методов позволяет сформулировать требования, которые необходимо предъявить к сканирующему излучению: асимметричное (по амплитуде или по частоте) трехчастотное оптическое излучение, целиком перестраиваемое по частоте, с сохранением взаимного отношения амплитуд и начальных фаз в каждой точке сканирования с сохранением разностных частот, не превышающих требуемой разрешающей способности сканирования. Акцент в данной работе как раз и сделан на методах формирования такого сканирующего излучения с асимметричным спектром.

МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ МНОГОЧАСТОТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ ОПТИЧЕСКИХ ВЕКТОРНЫХ АНАЛИЗАТОРОВ

Главным и основным требованием к сканирующему излучению является требование взаимной согласованности начальных фаз частот излучения, которое является следствием требования отсутствия влияния фазовых шумов на результирующий сигнал [37–39]. Сосредоточимся на формировании излучения с двух- и трехчастотным симметричным и асимметричным спектрами, выбрав в качестве базового источника излучения перестраиваемое одночастотное излучение. Используя его, сформируем различные типы излучений с двух- и трехчастотным спектрами, покажем, что можно обеспечить необходимое требование фазовой согласованности.

Основным элементом формирования излучения с двух- и трехчастотным спектрами из одночастотного излучения выбраны двухпортовый (рис. 1а) и двухпортовый параллель-

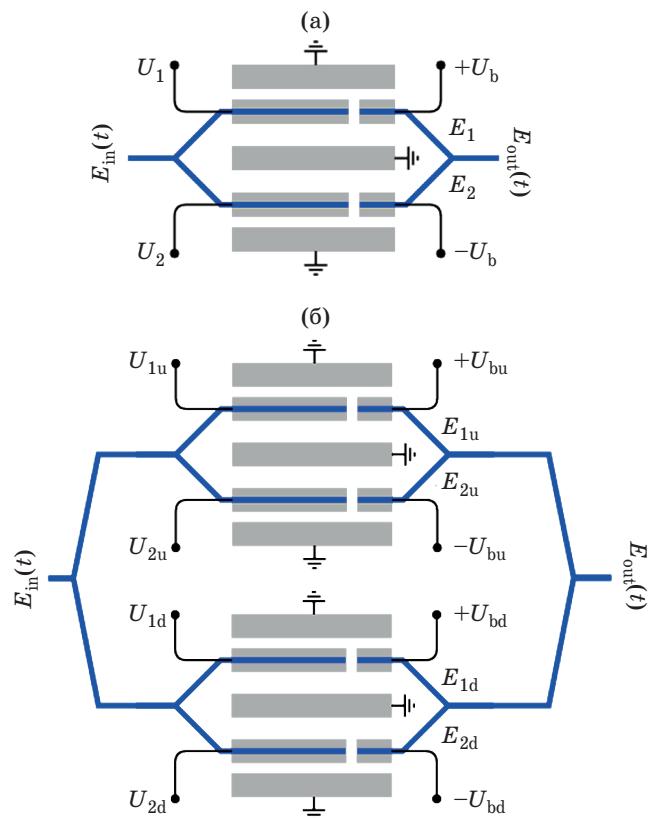


Рис. 1. Схемы электрооптических двухпортового (а) и двухпортового параллельного (б) модуляторов Маха–Цендера.

ный (рис. 1б) ММЦ. Двухпортовый электрооптический модулятор (рис. 1а) имеет два отдельных управляющих электрода, на которые подаются модулирующие напряжения U_1 и U_2 . Модулирующие электрические поля в плечах интерферометра управляются независимо. Рабочая точка модулятора устанавливается подачей постоянного напряжения смещения U_b .

В формирователе могут быть использованы двухпортовые электрооптические ММЦ, такие как двухпортовый электрооптический ММЦ серии MZDD-LN-10, производитель IXBLUE PHOTONICS (Франция) [40] или двухпортовый электрооптический ММЦ 10 Gb/s *Dual Drive Mach–Zehnder (DDMZ) Modulator* фирмы JDS Uniphase Corporation (США) [41].

Основные параметры, например, модулятора MZDD-LN-10 следующие: длина волны — 1530–1580 нм, максимальная оптическая входная мощность — 100 мВт, электрооптическая полоса пропускания — 12 ГГц, полуволновое динамическое напряжение на частоте 50 кГц — 2,5 В, входное сопротивление — 50 Ом, полуволновое статическое напряжение смещения — 2,3–2,8 В, диапазон модулирующих напряжений — от −20 до +20 В, вносимые потери — 4 дБ.

Формирователь излучения с асимметричным трехчастотным спектром может быть реализован в схемах на основе параллельной сборки из двух двухпортовых электрооптических ММЦ (рис. 1б) или двойного параллельного электрооптического ММЦ (рис. 2а). Широкополосный амплитудный двойной параллельный электрооптический ММЦ на ниобате лития серии MXIQ-LN-40 производит фирма «Ixblue photonics» (Франция) [42]. Модуляторы Маха–Цендера обычно работают в трех точках смещения — пиковой (максимум), нулевой (минимум) и квадратурной (Quadrature) (рис. 2б).

Выходной сигнал двухпортового ММЦ описывается выражением [43]

$$E_{\text{out}}(t) = \frac{E_{\text{in}}(t)}{10^{d/20}} \left(\gamma \exp \left(j\pi \left(\frac{U_1(t)}{U_{\text{RF}}} + \frac{U_{b1}}{U_{\text{DC}}} \right) \right) + (1 - \gamma) \exp \left(j\pi \left(\frac{U_2(t)}{U_{\text{RF}}} + \frac{U_{b2}}{U_{\text{DC}}} \right) \right) \right), \quad (1)$$

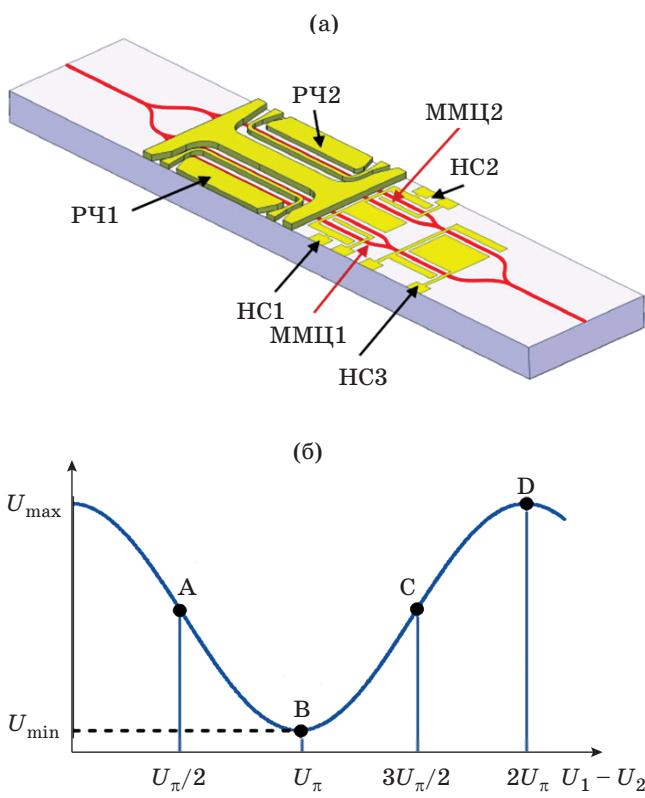


Рис. 2. Двойной параллельный модулятор MXIQ-LN-40 [42] (а), где РЧ — электроды модуляции, НС — электроды смещения, и передаточная функция ММЦ (б), где U_1 и U_2 — напряжения смещения рабочей точки в плечах модулятора, отрицательная квадратурная точка (А), нулевая точка (В), положительная квадратурная точка (С), пиковая точка (Д).

где γ — параметр, отвечающий за разделение оптической мощности между двумя (верхним и нижним) волноводами модулятора, $U_1(t)$ и $U_2(t)$ — модулирующие напряжения верхнего и нижнего портов модулятора, U_{b1} и U_{b2} — напряжения смещения рабочей точки модулятора в верхнем и нижнем портах модулятора, U_{RF} — динамическое полуволновое напряжение на частоте модуляции, U_{DC} — статическое полуволновое напряжение модулятора, d — оптические потери, $E_{in}(t)$ — оптический входной сигнал, который в случае одночастотного излучения можно описать выражением

$$E_{in}(t) = E_0 \exp(j\omega_0 t), \quad (2)$$

где ω_0 — частота излучения лазера, E_0 — амплитуда напряженности электрического поля излучения лазера.

Модулирующие напряжения в верхнем и нижнем портах модулятора описываются классическим гармоническим законом

$$U_k(t) = U_{0k} \sin(\Omega_k t + \varphi_k), \quad (3)$$

где U_{0k} — амплитуда, Ω_k — частота модуляции, φ_k — фаза напряжения модуляции, k — индекс порта модулятора.

Допустив отсутствие оптических потерь и равное разделение оптической мощности между плечами ММЦ, получим выражение для интенсивности выходного потока излучения

$$E_{out}(t) = \frac{E_0}{2} \exp(j\omega t) \times \left(\exp\left(j\pi \frac{U_{01}}{U_{\pi RF}} \sin(\Omega_1 t + \varphi_1) + j\pi \frac{U_{b1}}{U_{\pi DC}}\right) + \exp\left(j\pi \frac{U_{02}}{U_{\pi RF}} \sin(\Omega_2 t + \varphi_2) + j\pi \frac{U_{b2}}{U_{\pi DC}}\right) \right), \quad (4)$$

Передаточная функция двухпортового ММЦ в случае равенства полуволнового динамического и статического напряжений ($U_{\pi RF} = U_{\pi DC} = U_\pi$) имеет вид

$$\Psi(t) = \frac{E_{out}(t)}{E_{in}(t)} = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi}{2U_\pi} (U_1(t) - U_2(t))\right) \times \exp\left(j\frac{\pi}{2U_\pi} (U_1(t) + U_2(t))\right), \quad (5)$$

где U_π — полуволновое напряжение.

Выбор параметров модуляции и рабочей точки модулятора позволяет получить различные виды выходного излучения: с двухчастотным симметричным, двухчастотным асимметричным, трехчастотным симметричным и трехчастотным асимметричным спектрами, основанными на комбинации двух асимметричных двухчастотных сигналов.

ФОРМИРОВАНИЕ ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С ДВУХЧАСТОТНЫМ СИММЕТРИЧНЫМ СПЕКТРОМ

В рабочей точке модулятора «минимум» удается достичь желаемого результата модуляции, который позволяет сформировать лазерное излучение с симметричным двухчастотным спектром, с подавлением несущей

и боковых гармоник сигнала на 30 дБ [44]. В качестве исходного лазерного излучения был выбран узкополосный лазер с центральной частотой 193,414 ТГц (1550 нм) и шириной полосы излучения 0,1 МГц. Лазерное излучение направляется на двухпортовый ММЦ, оба порта которого находятся под управлением периодического сигнала с амплитудой 1 усл. ед. и частотой 10 МГц. Работа модулятора в рабочей точке «минимум» обеспечивает из исходного одночастотного излучения лазера формирование лазерного излучения с двухчастотным спектром (рис. 3а).

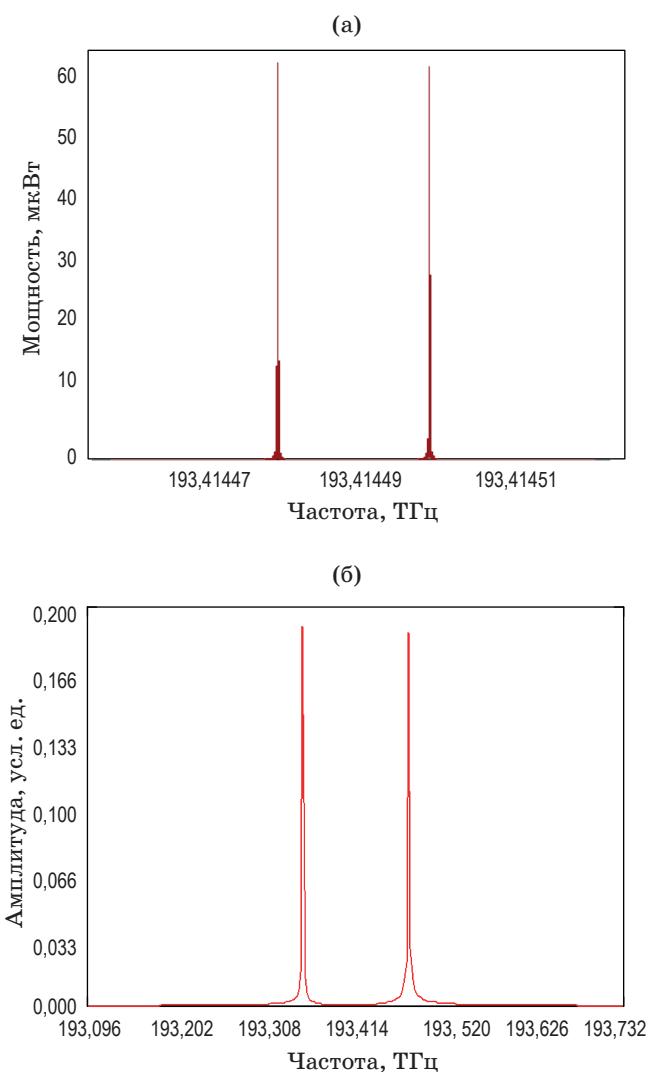


Рис. 3. Спектры симметричного лазерного излучения с двухчастотными спектрами, сформированными на двухпортовом ММЦ, полученные по расчетам в Optisystem (а) и в Mathcad по формуле (4) (б).

Полученное двухчастотное излучение обладает характеристиками, которые определяют равенство амплитуд спектральных компонент двухчастотного излучения и противоположность их начальных фаз. Если в выражении (5) положить $U_1(t) = -U_2(t)$ для устранения фазового чирпа, получим выражение для передаточной функции в виде

$$\Psi(t) = \cos\left(X \cos\left(\omega_{\text{rf}}t + \frac{\Delta\phi}{2}\right)\right) \cos(Y) + \\ + \sin\left(X \cos\left(\omega_{\text{rf}}t + \frac{\Delta\phi}{2}\right)\right) \sin(Y), \quad (6)$$

где введены следующие обозначения:

$$X = \pi \frac{U}{U_\pi} \sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right), \quad Y = \pi \frac{\Delta U_b}{2U_\pi}, \\ \Delta U_b = U_{b1} - U_{b2}. \quad (7)$$

Если в схеме работы двухпортового ММЦ положить в выражении (7) $\sin(Y) = 1$ [45], следовательно $\Delta U_b = U_\pi$, и принять $\Delta\phi = \pi$, получим $X = \pi U / U_\pi$ и придет к выражению для напряженности электрического поля выходного оптического излучения

$$E_{\text{out}}(t) = -2E_{\text{in}} \sin(\omega_0 t) \times \\ \times \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(X) \sin((2k+1)\omega_{\text{rf}}t) = \\ = E_0 J_1(X) \begin{bmatrix} \cos((\omega_0 + \omega_{\text{rf}})t) \\ -\cos((\omega_0 - \omega_{\text{rf}})t) \end{bmatrix} + \\ + E_0 J_3(X) \begin{bmatrix} \cos((\omega_0 + 3\omega_{\text{rf}})t) \\ -\cos((\omega_0 - 3\omega_{\text{rf}})t) \end{bmatrix} + \\ + E_0 J_5(X) \begin{bmatrix} \cos((\omega_0 + 5\omega_{\text{rf}})t) \\ -\cos((\omega_0 - 5\omega_{\text{rf}})t) \end{bmatrix} + \dots, \quad (8)$$

где $J_i(X)$ — функции Бесселя первого рода i -го порядка. Из простого анализа соотношения (8) видно, что амплитуда на несущей частоте ω_0 подавлена, а начальные фазы левой и правой частотных составляющих $(\omega_0 - \omega_{\text{rf}})$ и $(\omega_0 + \omega_{\text{rf}})$ отличаются на π из-за разницы знаков перед косинусами. Функции Бесселя устроены

таким образом, что на интервале $(0, 2]$ они возрастают, однако скорость роста $J_i(X)$ значительно выше, чем скорость роста $J_{i+1}(X) \forall i > 1$, кроме того, $J_i(X) > J_{i+1}(X) \forall i > 1$. Учитывая этот факт, можно жертвуя амплитудами гармоник первого порядка, выбрать такое максимальное значение X , чтобы гармоники старших порядков были подавлены более чем на 40 дБ относительно гармоник первого порядка, что эквивалентно поиску корня уравнения

$$40 + 10 \lg \left(\frac{J_3(X)}{J_1(X)} \right) = 0 \quad (9)$$

на интервале $X \in (0, 2]$, что определяет параметры модуляции, которые удовлетворяют требованиям метода.

Численное решение уравнения (9) дает значение $X^* = 0,049$ и позволяет определить параметры внешней модуляции. При этом $J_1(X^*) = 0,024$, $J_3(X^*) = 2,45 \times 10^{-6}$, $J_5(X^*) = 7,355 \times 10^{-11}$, что обеспечивает подавление боковых частот третьего, пятого и старших порядков на 40 дБ при согласованности начальных фаз.

На рис. 3б представлен спектр симметричного лазерного излучения с двухчастотным спектром на выходе модулятора, полученный путем прямого численного моделирования выражения (4) в условиях выбранных параметров моделирования. Как можно видеть, оба подхода — и компьютерное, и численное моделирование, дают одинаковые результаты.

ФОРМИРОВАНИЕ АСИММЕТРИЧНОГО ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С ДВУХЧАСТОТНЫМ СПЕКТРОМ

Отдельный интерес представляет собой асимметричное излучение с двухчастотным спектром. Оно само по себе служит хорошим инструментом, поскольку содержит в себе изначальную асимметрию излучения, которое может быть использовано в отдельных приложениях для зондирования. Например, в волоконно-оптических датчиках, построенных на волоконных брэгговских решетках, без необходимости сканирования всего резонансного контура датчика в целом, поскольку за счет асимметрии содержит достаточную информацию, позволяющую определить попадание

на тот или иной склон волоконной брэгговской решетки [46–48].

Генерация асимметричного излучения с двухчастотным спектром проводится в отрицательной квадратурной точке режима модуляции, когда $U_{b1} = 0,5 \times U_{\pi DC}$, $U_{b2} = 0$, и разности фаз модулирующих напряжений, равной $\pi/2$. Модулирующие напряжения $U_1(t) = U_{01} \sin(\Omega_1 t)$ и $U_2(t) = U_{02} \sin(\Omega_2 t + \pi/2)$. Примем $\Omega_1 = \Omega_2$ и $U_{01} = U_{02}$. Предположив в выражении (1) симметричное разделение оптической мощности в каналах ($\gamma = 1/2$) и сделав допущение отсутствия оптических потерь $d = 0$, получим выражение для выходного сигнала модулятора в следующем виде:

$$E_{\text{out}}(t) = \frac{E_0}{2} \exp(j\omega_0 t) \times \left(\exp \left(j\pi \left(\frac{U_{01}}{U_{\pi RF}} \sin(\Omega_1 t) + \frac{1}{2} \right) \right) + \right. \\ \left. \times \left(+ \exp \left(j\pi \left(\frac{U_{02}}{U_{\pi RF}} \cos(\Omega_2 t) \right) \right) \right) \right). \quad (10)$$

Лазерное излучение направляется на двухпортовый ММЦ, оба порта которого находятся под управлением периодического сигнала с амплитудой 1 усл. ед. и частотой 10 МГц, причем фаза управляющего сигнала в одном из портов сдвинута на $\pi/2$ относительно фазы управляющего сигнала, подаваемого на другой порт.

Динамическое и статическое полуволновые напряжения модулятора равны, амплитуды модулирующих напряжений в обоих портах равны половине полуволнового напряжения модулятора, напряжение смещения верхнего плеча модулятора равно половине статического напряжения модулятора ($U_{b1} = 2$ В), а в нижнем порту модулятора равно нулю. Результатом такого режима работы ММЦ является асимметричное лазерное излучение с двухчастотным спектром, в котором присутствует только одна боковая частота первого порядка при наличии несущей частоты и подавленной боковой частоты первого порядка с другой стороны. Боковые частоты высших порядков подавляются за счет снижения амплитуды модулирующего напряжения. Результаты моделирования асимметричного по амплитуде излучения с двухчастотным

спектром, проведенные в программном пакете OptiSystem, приведены на рис. 4а и математического моделирования — на рис. 4б. По результатам моделирования удалось достичь подавления боковых составляющих до -40 дБ.

Сформированное асимметричное излучение с двухчастотным спектром может быть использовано для формирования асимметричного по частоте и амплитуде трехчастотного спектра, которое будет рассмотрено далее. Вместе с тем, перед этим имеет смысл рассмотреть трехчастотное симметричное как по амплитуде, так и по разностной частоте излучение.

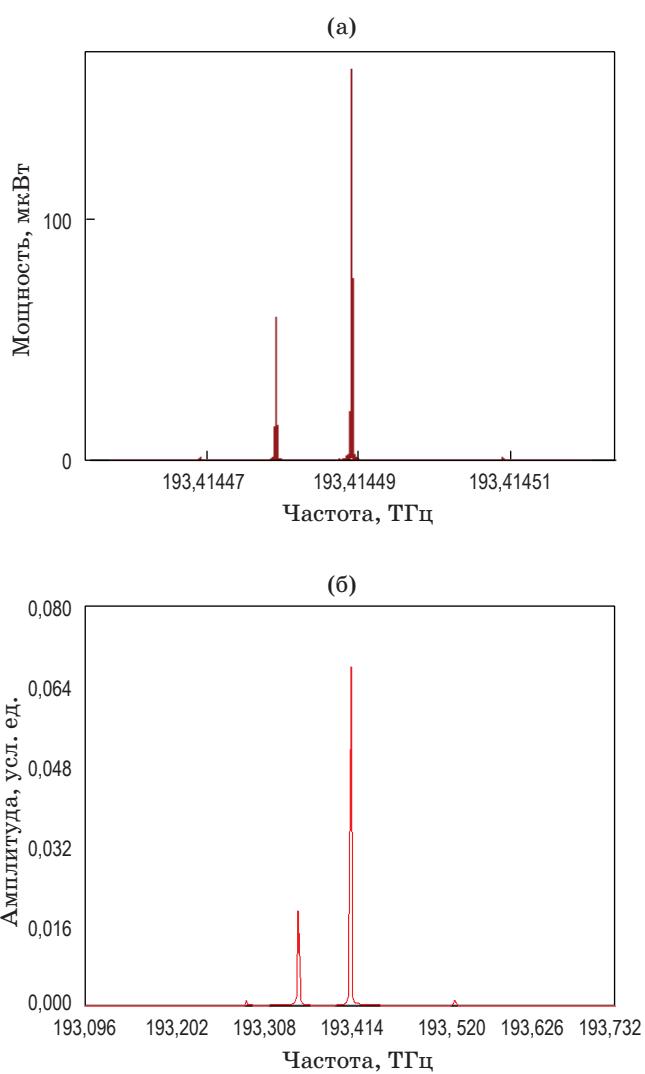


Рис. 4. Модели асимметричного лазерного излучения с двухчастотным спектром, полученные моделированием в OptiSystem (а) и математическим моделированием (б).

ФОРМИРОВАНИЕ СИММЕТРИЧНОГО ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С ТРЕХЧАСТОТНЫМ СПЕКТРОМ

Для формирования симметричного излучения с трехчастотным спектром воспользуемся двухпортовым ММЦ и используем его как однопортовый. На оба порта двухпортового ММЦ подадим модулирующие напряжения одинакового значения, установив рабочую точку модулятора в отрицательной квадратурной точке подачей одинаковых по значению напряжений смещения.

Напряженность поля входного излучения лазера $E_{\text{in}}(t)$ с частотой ω и амплитудой E_0 разделяется в модуляторе на два канала $E_1(t)$ и $E_2(t)$

$$E_{\text{in}}(t) = E_1(t) + E_2(t) = \frac{E_0}{2} \sin(\omega t), \quad (11)$$

где E_0 — амплитуда, ω — частота излучения.

На модулятор подаются противофазные модулирующие напряжения U_1 и U_2 с частотой модуляции Ω и амплитудой U_M

$$\begin{aligned} U_1(t) &= U_M \sin(\Omega t), \\ U_2(t) &= -U_M \sin(\Omega t). \end{aligned} \quad (12)$$

На электроды смещения подаются напряжения смещения, переводящие рабочую точку модулятора ММЦ в отрицательную квадратурную точку

$$U_b = |-U_b| = \frac{U_{\pi DC}}{4}. \quad (13)$$

Излучения на выходе в плечах модулятора будут равны

$$E_1(t) = \frac{1}{2} E_0 \sin(\omega t + \Delta\phi \sin(\Omega t) + \phi_{DC}),$$

$$E_2(t) = \frac{1}{2} E_0 \sin(\omega t - \Delta\phi \sin(\Omega t) - \phi_{DC}), \quad (14)$$

где $\Delta\phi = \Delta\phi_{MRF} = \pi U_M / U_{\pi RF}$, $\Delta\phi_{DC} = \pi U_b / U_{\pi DC} = \pi/4$, $U_{\pi RF}$ — полуволновое динамическое напряжение на частоте модуляции Ω , $U_{\pi DC}$ — полуволновое статическое напряжение.

Выражения (14) принимают вид

$$E_1(t) = \frac{1}{2} E_0 \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{4} + \Delta\phi \sin(\Omega t)\right),$$

$$E_2(t) = \frac{1}{2} E_0 \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{4} - \Delta\phi \sin(\Omega t)\right). \quad (15)$$

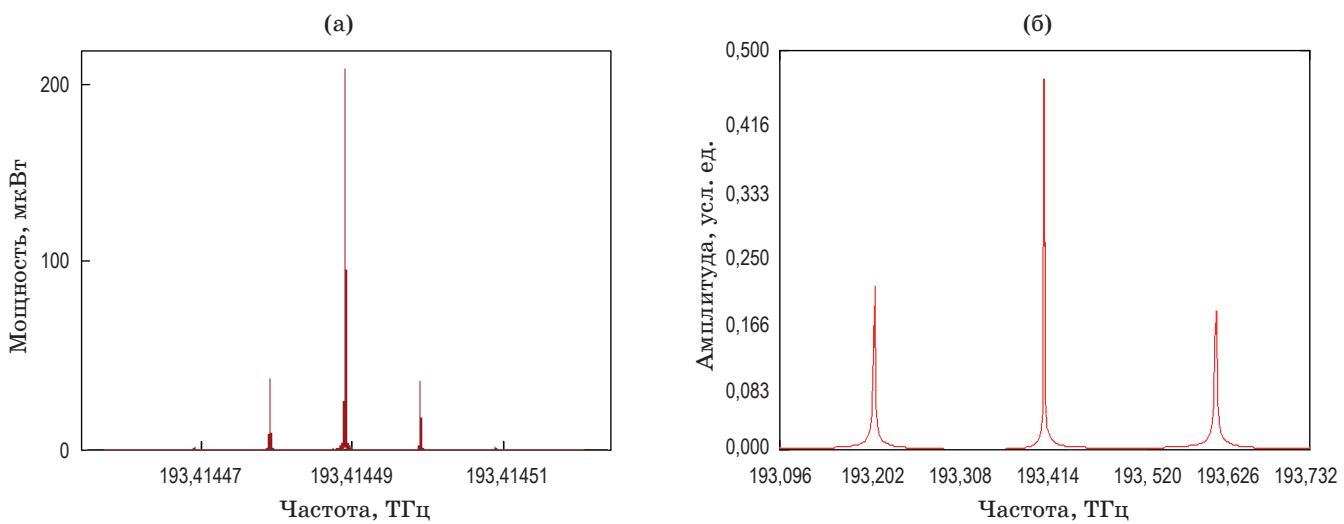


Рис. 5. Результаты моделирования трехчастотного симметричного оптического спектра при работе ММЦ в отрицательной квадратурной рабочей точке, полученные в OptiSystem (а) и численным моделированием (б).

Принцип суперпозиции позволяет записать напряженность выходного поля излучения на выходе модулятора в виде суммы

$$E_{\text{out}}(t) = E_1(t) + E_2(t). \quad (16)$$

Разложив $E_{\text{out}}(t)$ по формулам Якоби–Ангера на гармонические составляющие и ограничившись функциями Бесселя до второго порядка, получим

$$E_{\text{out}}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 \times \left(J_0(\Delta\phi) \sin(\omega t) + J_1(\Delta\phi) \times \left(-\cos((\omega - \Omega)t) + \cos((\omega + \Omega)t) \right) + J_2(\Delta\phi) \left(\sin((\omega - 2\Omega)t) + \sin((\omega + 2\Omega)t) \right) \right). \quad (17)$$

В соответствие с задачей формирования симметричного излучения с трехчастотным спектром амплитуды гармоник второго порядка должны быть много меньше амплитуды первой гармоники. Достигается подавление второй гармоники выбором амплитуды модулирующего напряжения. Выражение (17) для симметричного трехчастотного оптического спектра, например при $\Delta\phi = 0,94$, принимает вид

$$E_{\text{out}}(t) = \frac{\sqrt{2}}{2} E_0 \times \left(0,62 \sin(\omega t) + 0,522 \left(-\cos((\omega - \Omega)t) + \cos((\omega + \Omega)t) \right) + 0,183 \left(\sin((\omega - 2\Omega)t) + \sin((\omega + 2\Omega)t) \right) \right). \quad (18)$$

Результирующие выходные спектры, полученные в программном пакете OptiSystem и в результате численного моделирования, при указанных параметрах модуляции приведены на рис. 5.

Как можно видеть из рис. 5, полученный спектр полностью удовлетворяет решению поставленной задачи: спектр симметричен как по амплитуде, так и по разностной частоте. Разности начальных фаз между спектральными составляющими постоянны, что подтверждается формой выходного сигнала (18).

ФОРМИРОВАНИЕ АСИММЕТРИЧНОГО ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ С ТРЕХЧАСТОТНЫМ СПЕКТРОМ

Излучение с трехчастотным спектром с неравномерным разносом частот может быть сформировано как результат сложения двух излучений с двухчастотными спектрами, асимметричными по амплитуде. Каждое из асимметричных двухчастотных спектров формируется на основе двухпортового ММЦ, так что исходная частота лазера остается постоянной, а с каждой стороны от нее формируются по одной боковой компоненте, разнесенной на частоту модуляции. Для формирования асимметричного по частоте и амплитуде излучения с трехчастотным спектром необходимо использовать параллельный двухпортовый ММЦ, в каждом из модуляторов которого

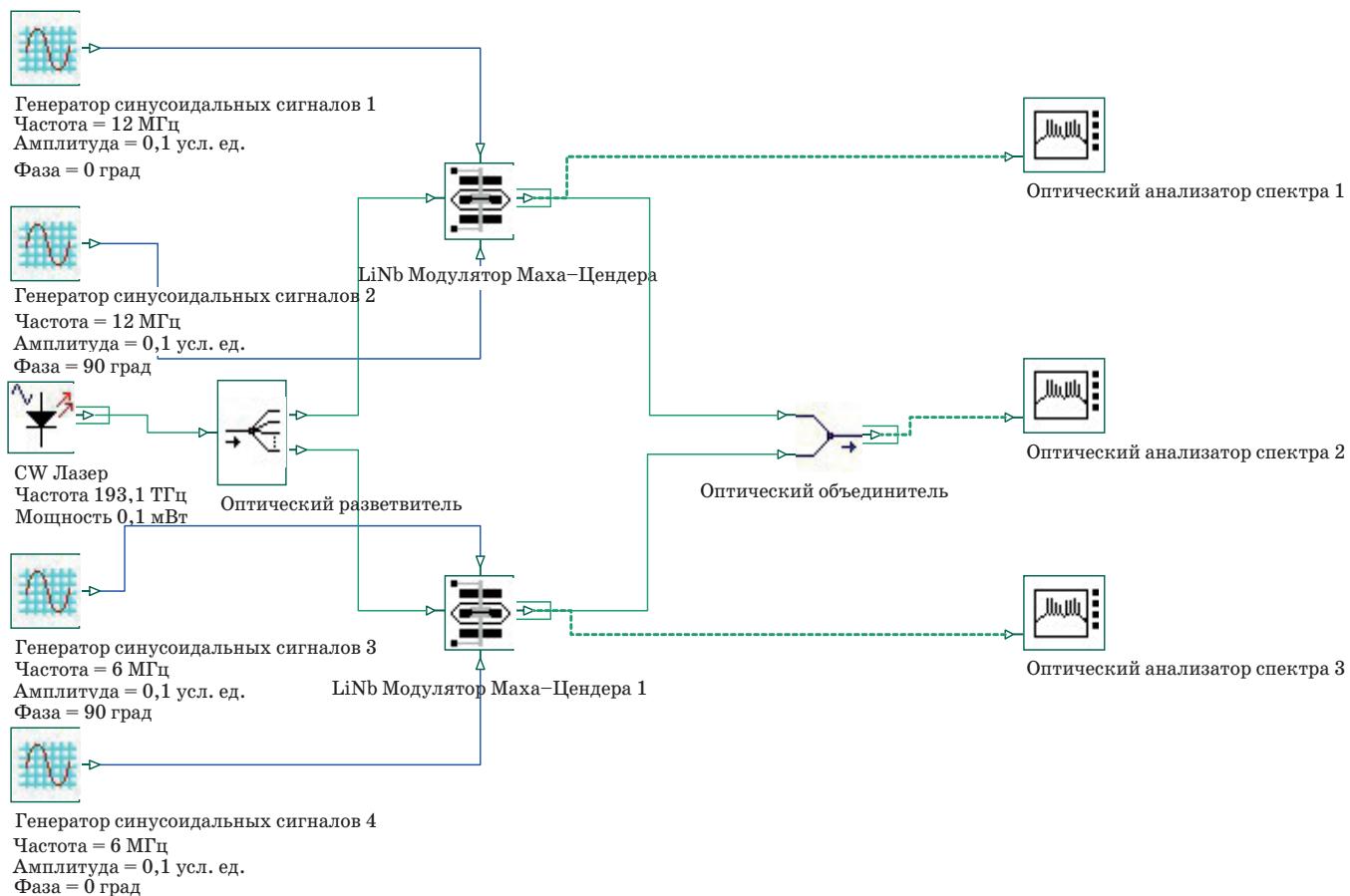


Рис. 6. Схема моделирования формирователя излучения с трехчастотным спектром, состоящего из несущей и боковых полос с разными по смещению частотами и амплитудами.

независимо формируется асимметричное излучение с двухчастотным спектром, которое на выходе объединяется в одно.

Схема моделирования формирователя излучения с асимметричным трехчастотным спектром с использованием двух двухпортовых ММЦ в среде OptiSystem приведена на рис. 6. В схеме использован один излучатель — CW лазер, два двухпортовых LiNb ММЦ, два генератора синусоидальных сигналов с частотой 6 МГц и два генератора с частотой 12 МГц. При этом генераторы на одну частоту имеют сдвиг по фазе $\pi/2$. Спектр излучения контролируется с помощью трех оптических анализаторов спектра.

Излучение в верхнем канале подается на двухпортовый ММЦ, на верхний и нижний порты которого подаются модулирующие напряжения, сдвинутые друг относительно друга на $+\pi/2$, с частотой модуляции 12 МГц. Результатом чего является асимметричное

излучение с двухчастотным спектром (рис. 7а). Излучение в нижнем канале подается на второй двухпортовый модулятор, на верхний и нижний порты которого подаются модулирующие напряжения, сдвинутые друг относительно друга на $-\pi/2$, с частотой модуляции 6 МГц. Результатом чего является асимметричное излучение с двухчастотным спектром (рис. 7б). После этого оба модулированных сигнала объединяются в один и в результате получается лазерное излучение с трехчастотным спектром (рис. 7в).

Частоты модуляции 12 и 6 МГц в данном случае подобраны таким образом, чтобы их можно было получить с одного генератора путем удвоения частоты, тем самым минимизировав влияние фазовых шумов исходных генераторов модулирующего напряжения. Несмотря на это, модулирующие напряжения могут быть выбраны произвольно при условии выбора генератора частоты модулирующего

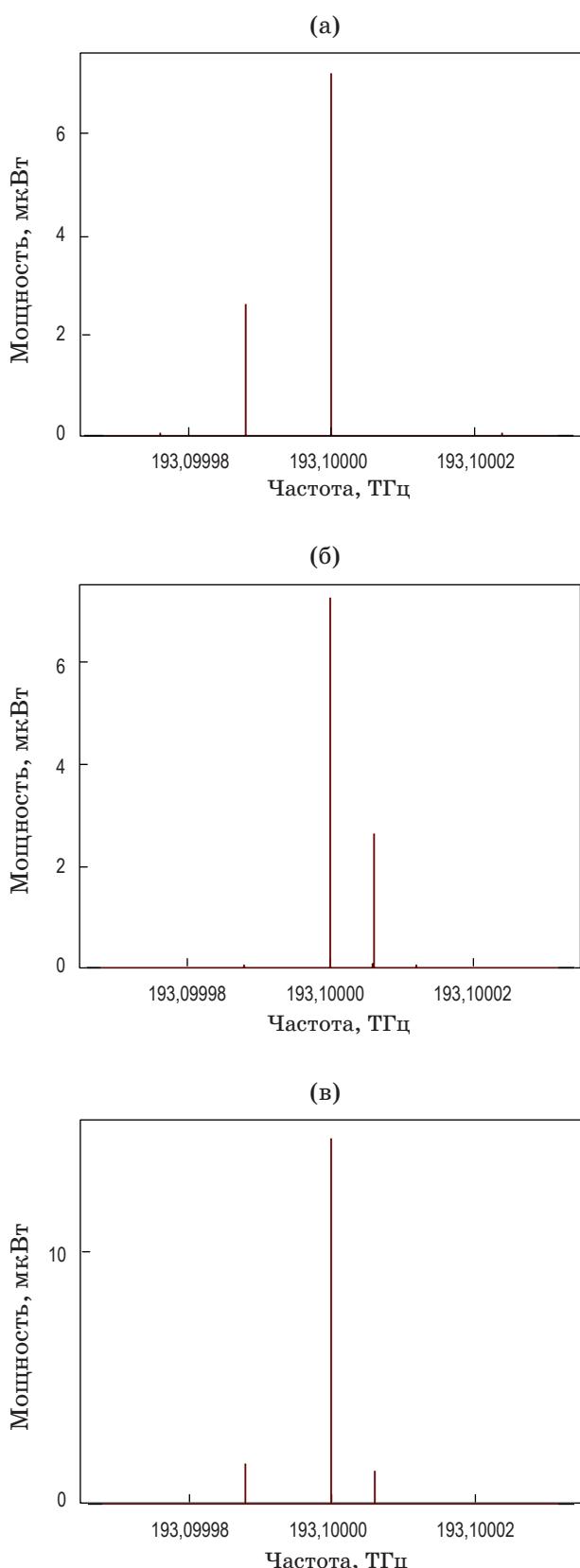


Рис. 7. Спектры излучения, полученные в параллельном двухпортовом ММЦ в верхнем плече (а), нижнем плече (б), и результирующий спектр (в).

напряжения высоких классов, которые обеспечивают отсутствие фазовых шумов.

Режимы модуляции верхнего и нижнего двухпортовых ММЦ позволяют подобрать такие параметры модуляции, чтобы отношения амплитуд результирующих частот (рис. 7а, б) были бы близки друг другу, в этом случае амплитуды боковых частот в результирующем сигнале (рис. 7в) также увеличиваются. Управляя асимметрией разделения потока излучения между двумя двухпортовыми ММЦ или амплитудами модулирующих напряжений, можно регулировать отношение боковых амплитуд в результирующем сигнале. Следует отметить, что начальные фазы в результирующем сигнале и в этом случае будут между собой согласованы вследствие согласованности начальных фаз выходных сигналов в верхнем и нижнем двухпортовых ММЦ.

ВЫВОДЫ

Разработаны методы формирования излучений с двух- и трехчастотным симметричным и асимметричным по амплитуде и частоте спектрами для построения оптических векторных анализаторов цепей оптических элементов и систем с неизвестной передаточной характеристикой.

Предложены методы генерации излучений с двух- и трехчастотными оптическими сканирующими спектрами, которые позволяют избавиться от необходимости подавления или фильтрации боковых составляющих высших порядков.

Главным и основным выполненным требованием к таким излучениям является требование взаимной согласованности начальных фаз несущих частот трехчастотного излучения, которое является следствием требования отсутствия влияния фазовых шумов.

Результаты модельного компьютерного эксперимента для проверки принципа генерации симметричных и асимметричных оптических излучений с двухчастотным и трехчастотным спектрами полностью согласуются с теоретическими выкладками математической модели.

Полученные результаты исследований могут быть успешно использованы при проектировании радиофотонных векторных анализаторов цепей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Niemi T., Uusimaa M., Ludvigsen H. Limitations of phase-shift method in measuring dense group delay ripple of fiber Bragg gratings // IEEE Photon. Technol. Lett. 2001. V. 13. P. 1334–1336.
2. VanWiggeren G., Motamedi A., Barley D. Single-scan interferometric component analyzer // IEEE Photon. Technol. Lett. 2003. V. 15. P. 263–265.
3. Kolner B.H., Dolfi D.W. Intermodulation distortions and compression in an integrated electro-optic modulators // Appl. Opt. 1987. V. 26. P. 3676–3680.
4. Tang Z., Pan S., Yao J. A high resolution optical vector network analyzer based on a wideband and wavelength-tunable optical single-sideband modulator // Opt. Exp. 2012. V. 20. P. 6555–6560.
5. Xue M., Pan S.L. Influence of unwanted first-order sideband on optical vector analysis based on optical single-sideband modulation // J. Lightw. Technol. 2017. V. 35. P. 2580–2586.
6. Hernandez R., Louisa A., Benito D. Optical vector network analysis based on single-sideband modulation // Opt. Eng. 2004. V. 43. P. 2418–2421.
7. Roman J.E., Frankel M.Y., Esman R.D. Spectral characterization of fiber gratings with high resolution // Opt. Lett. 1998. V. 23. P. 939–941.
8. Xue M., Zhao Y., Gu X., Pan S. Performance analysis of optical vector analyzer based on optical single-sideband modulation // JOSA. B. 2013. V. 30. P. 928.
9. Xue M., Pan S.L., Gu X.W., Zhao Y.J. Optical single-sideband modulation based on a dual-drive MZM and a 120-degree hybrid coupler // J. Lightw. Technol. 2014. V. 32. P. 3317–3323.
10. Li W., Sun W.H., Wang W.T., Wang L.X., Liu J.G., Zhu N.H. Reduction of measurement error of optical vector network analyzer based on DPMZM // IEEE Photon. Technol. Lett. 2014. V. 26. P. 866–869.
11. Xue M., Pan S., Zhao Y. Accuracy improvement of optical vector network analyzer based on single-sideband modulation // Opt. Lett. 2014. V. 39. P. 3595–3598.
12. Xue M., Pan S., Zhao Y. Accurate optical vector network analyzer based on optical single-sideband modulation and balanced photodetection // Opt. Lett. 2015. V. 40. P. 569–572.
13. Li S., Xue M., Qing T., Yu C., Wu L., Pan S. Ultrafast and ultrahigh-resolution optical vector analysis using linearly frequency-modulated waveform and dechirp processing // Opt. Lett. 2019. V. 44. P. 3322–3325.
14. Xue M., Chen W., Zhu B., Pan S. Ultrahigh-resolution optical vector analysis for arbitrary responses using low-frequency detection // IEEE Photon. Technol. Lett. 2018. V. 30. P. 1523–1526.
15. Xue M., Chen W., Heng Y., Qing T., Pan S. Ultrahigh-resolution optical vector analysis using fixed low-frequency electrical phase-magnitude detection // Opt. Lett. 2018. V. 43. P. 3041–3044.
16. Tang Z., Pan S. A high-resolution optical vector network analyzer with the capability of measuring bandpass devices // Proc. IEEE Internat. Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP). 2013. P. 225–228.
17. Xue M., Pan S., Zhao Y. Large dynamic range optical vector analyzer based on optical single-sideband modulation and Hilbert transform // Appl. Phys. A. 2016. V. 122. P. 197.
18. Петров В.М., Шамрай А.В., Ильичев И.В. и др. Отечественные СВЧ интегрально-оптические модуляторы для квантовых коммуникаций // Фотоника. 2020. Т. 14(7). С. 414–422.
19. Петров В.М., Шамрай А.В., Ильичев И.В. и др. Генерация оптических частотных гармоник для систем квантовых коммуникаций на боковых частотах // Фотоника. 2020. Т. 14(7). С. 570–582.
20. Xue M., Pan S., He C., Guo R., Zhao Y. Wideband optical vector network analyzer based on optical single-sideband modulation and optical frequency comb // Opt. Lett. 2013. V. 38. P. 4900–4902.
21. Wang M., Yao J. Optical vector network analyzer based on unbalanced double-sideband modulation // IEEE Photon. Technol. Lett. 2013. V. 25. P. 753–756.
22. Jun W., Wang L., Yang C., Li M., Zhu N.H., Guo J., Xiong L., Li W. Optical vector network analyzer based on double-sideband modulation // Opt. Lett. 2017. V. 42. P. 4426–4429.
23. Liu S., Xue M., Fu J., Wu L., Pan S. Ultrahigh-resolution and wideband optical vector analysis for arbitrary responses // Opt. Lett. 2018. V. 43. P. 727–730.
24. Wen J., Shi D., Jia Z., Shi Z., Li M., Zhu N.H., Li W. Accuracy-enhanced wideband optical vector network analyzer based on double-sideband modulation // J. Light. Technol. 2019. V. 37. P. 2920–2926.
25. Xue M., Liu S., Pan S. High-resolution optical vector analysis based on symmetric double-sideband modulation // IEEE Photon. Technol. Lett. 2018. V. 30. P. 491–494.
26. Su T., Wen J., Shi Z., Li M., Chen W., Zhu N., Li W. Wideband optical vector network analyzer based on polarization modulation // Opt. Commun. 2019. V. 437. P. 67–70.
27. Qing T., Xue M., Huang M., Pan S. Measurement of optical magnitude response based on double-sideband modulation // Opt. Lett. 2014. V. 39. P. 6174–6176.

28. *Qing T., Li S., Tang Z., Gao B., Pan S.* Optical vector analysis with attometer resolution, 90-dB dynamic range and THz bandwidth // *Nat. Commun.* 2019. V. 10. P. 1–9.
29. *Zou X., Zhang S., Wang H., Liu J., Zhang Y., Lu R., Liu Y.* Self-calibrated electrical measurement of magnitude response of optical filters based on dual-frequency-shifted heterodyne // *Opt. Eng.* 2016. V. 55. P. 56105.
30. *Zou X., Zhang S., Wang H., Zhang Z., Li J., Zhang Y., Liu S., Liu Y.* Wide-band and high-resolution measurement of magnitude-frequency response for optical filters based on fixed-low-frequency heterodyne detection // *IEEE Photon. J.* 2017. V. 9. P. 1–9.
31. *Zou X., Zhang S., Zhang Z., Ye Z.J., Lu R., Chen D., Liu S., Li H., Liu Y.* Hyperfine intrinsic magnitude and phase response measurement of optical filters based on electro-optical harmonics heterodyne and Wiener–Lee transformation // *J. Light. Technol.* 2018. V. 37. P. 2654–2660.
32. *Qing T., Li S., Xue M., Zhu N., Pan S.* Optical vector analysis based on asymmetrical optical double-sideband modulation using a dual-drive dual-parallel Mach–Zehnder modulator // *Opt. Exp.* 2017. V. 25. P. 4665–4671.
33. *Qing T., Li S., Xue M.* Optical vector analysis based on double-sideband modulation and stimulated Brillouin scattering // *Opt. Lett.* 2016. V. 41. P. 3671–3674.
34. *Chen Z., Ye L., Dai J., Zhang T., Yin F., Zhou Y., Xu K.* Long-term measurement of high Q optical resonators based on optical vector network analysis with Pound Drever Hall technique // *Opt. Exp.* 2018. V. 26. P. 26888–26895.
35. *Dai J., Chen Z., Wang X., Ye L., Zhang T., Xu K.* Accurate optical vector network analyzer based on optical double-sideband suppressed carrier modulation // *Opt. Commun.* 2019. V. 447. P. 61–66.
36. *Morozov O.G., Nureev I.I., Sakhabutdinov A.Z., Misbakov R.S., Sakhiev T.R., Nurullin R., Papazyan S., Sarvarova L.M.* Optical vector analyzer based on carrier-suppressed double-sideband modulation and phase-shift fiber Bragg grating // *Proc. Optical Technologies for Telecommun.* 2018. V. 11146. P. 111460R.
37. *Morozov O.G., Nureev I.I., Sakhabutdinov A.Z., Misbakov R.S., Papazyan S.G.* Optical vector analyzer based on double-side modulation with a suppressed carrier and phase-shift FBG // *Proc. 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications.* 2019. P. 1–6.
38. *Morozov O., Sakhabutdinov A., Nureev I., Papazyan S.* Optical vector analyzer for characterization of Fano resonance structures based on unbalanced double-sideband modulation // *ITM Web Conf.* 2019. V. 30. P. 14003.
39. *Morozov O., Nureev I., Sakhabutdinov A., Kuznetsov A., Morozov G., Il'in G., Papazyan S., Ivanov A., Ponomarev R.* Ultrahigh-resolution optical vector analyzers // *Photonics.* 2020. V. 7. P. 14.
40. MZDD-LN-10 Dual-Drive 10 GHz Intensity Modulator URL: <https://sphotonics.ru/catalog/amplitude-eo-modulator/mzdd-ln-10/>
41. 10 Gb/s Dual Drive Mach–Zehnder (DDMZ) Modulator JDS Uniphase Corporation URL: https://pdf.dzsc.com/20130115/21084655-001_2155076.pdf
42. MXIQ-LN-40 Двойной параллельный оптический модулятор Маха–Цандера [Электронный ресурс]. — URL: <https://sphotonics.ru/catalog/amplitude-eo-modulator/mxiq-ln-40/>
43. Севастьянов А.А., Морозов О.Г., Талипов А.А., Денисенко Е.П., Садеев Т.С., Городилов С.А., Нургазизов М.Р., Денисенко П.Е. Формирование многочастотного излучения в двухпортовом модуляторе Маха–Цандера // Научно-техн. вестник Поволжья. 2013. № 4. С. 232–236.
44. Морозов О.Г., Сахабутдинов А.Ж., Нуреев И.И., Садчиков В.В. Математическая модель сканирования произвольного резонансного контура непрерывным трехчастотным лазерным излучением // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2019. Т. 22. № 4. С. 106–113.
45. Морозов О.Г. Симметричная двухчастотная рефлектометрия в лазерных системах контроля параметров природной и искусственных сред // Докт. дисс. Казань: КНИТУ-КАИ, 2004. 333 с.
46. Нуреев И.И. Векторный анализатор характеристик волоконных брэгговских решеток на основе амплитудно-фазового преобразования оптической несущей // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2015. Т. 18. № 3–2. С. 76–80.
47. Сахабутдинов А.Ж. Характеризация резонанса Фано в рефрактометрических датчиках на основе колышевых волоконных брэгговских решеток с π -сдвигом. Результаты моделирования // Инженерный вестник Дона. 2018. № 2. С. 38.
48. Щербаков В.В., Солодков А.Ф., Задерновский А.А. Генерация оптических сигналов, устойчивых к дисперсионной деградации мощности // РЭНСИТ (Радиоэлектроника. Наносистемы). 2019. Т. 11. № 2. С. 161–176.