

ОПТИЧЕСКИЕ И ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

УДК 621.391.64

ИССЛЕДОВАНИЕ РАБОТЫ КОНВЕРТОРА СИГНАЛОВ
СВЧ-ДИАПАЗОНА НА ОСНОВЕ ВОЛОКОННОГО
ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКОГО МОДУЛЯТОРА ИНТЕНСИВНОСТИ© В. М. Владимиров¹, М. Ю. Реушев^{1,2}, К. А. Древин³,
А. А. Семенкова⁴¹ Федеральный исследовательский центр «Красноярский научный центр СО РАН»,
660036, г. Красноярск, Академгородок, 50² Сибирский федеральный университет,
660041, г. Красноярск, просп. Свободный, 79³ ООО «НПФ Электрон»,

660036, г. Красноярск, Академгородок, 50

⁴ Сибирский государственный университет науки и технологий
им. академика М. Ф. Решетнева,

660037, г. Красноярск, просп. им. газеты «Красноярский рабочий», 31

E-mail: reuqet@mail.ru

Исследованы характеристики волоконного электрооптического модулятора интенсивности в режиме преобразования сигналов СВЧ-диапазона. Определены оптимальные условия для эффективной генерации разностной частоты смешиваемых сигналов на выходе модулятора.

Ключевые слова: преобразование СВЧ-сигналов, электрооптический модулятор, генерация разностной частоты.

DOI: 10.15372/AUT20220312

Введение. В настоящее время фотоника является одним из наиболее интенсивно развивающихся направлений исследований и внедрения результатов исследований в областях телекоммуникационных и информационно-измерительных технологий. Успехи современной фотоники обусловлены достижениями в физике твёрдого тела, интегральной и волоконной оптике, а также перспективными технологиями в области нанотехнологий и нанофотоники. Благодаря развитию фотоники становится возможным существенное увеличение информационной ёмкости каналов связи, осуществление мониторинга сложных технологических процессов в реальном времени.

В частности, применение интегральной оптоэлектроники в сочетании с волоконно-оптическими линиями связи (ВОЛС) позволяет создать мультисенсорные системы для эффективного управления в областях авиационной и космической техники, обороны и безопасности промышленных объектов [1, 2].

Известно, что схемотехнические решения построения полезной нагрузки (ПН) традиционных спутников связи в отличие от наземного сегмента спутниковых сетей являются крайне консервативными с точки зрения внедрения новых технических решений. Базовая архитектура ПН спутников в последние два десятилетия остаётся фактически неизменной [3, 4]. Тем не менее к достижениям в области фотоники привлечено особое внимание специалистов и производителей спутниковых телекоммуникационных систем. Были разработаны новые типы архитектуры бортовых спутниковых подсистем, охватывающие различные области применения, включая аналоговые усилители на базе фотонных устройств,

а также тюнеры для антенных устройств, в которых реализованы цифровые методы формирования диаграммы направленности [5].

В подобных архитектурах элементы фотоники выполняют вспомогательные функции, расширяющие возможности традиционных радиотехнических решений для ПН космических аппаратов [6, 7].

В число этих функций входят [8]:

- оптическая генерация/распределение излучения от гетеродинов,
- преобразование (повышение или понижение) радиочастот,
- маршрутизация сигналов миллиметрового диапазона в трансляторах,
- интеграция фотоэлектронных устройств в системы формирования диаграммы направленности луча,
- оптическая выборка для аналого-цифрового преобразования.

Для реализации указанных функций к настоящему времени разработана богатая элементная база волоконной дискретной и интегральной оптики. На её основе реализуются схемы, выполняющие функции передачи и приёма сигналов со спектральным уплотнением, анализа спектров сигналов, а также аппаратной оптической обработки информации [9].

Во многих устройствах и приборах на основе оптоэлектронных компонентов используются модуляторы света, которые являются ключевыми для модуляции фазы, поляризации и интенсивности различных источников света с разными длинами волн.

К примеру, эффективное оптическое распределение сигнала от опорных генераторов (ОГ) (для телекоммуникационных применений обычно волоконные полупроводниковые лазеры) лазерного излучения требует низкой флуктуации фазы генератора, а также достаточной мощности источника оптического излучения для передачи сигнала нескольким приёмникам. Метод передачи высокочастотного сигнала по ВОЛС через модуляцию тока накачки лазера (прямой метод) не осуществим на сверхвысоких частотах. В такой ситуации требуется применение внешних оптических модуляторов (ОМ) как в качестве самостоятельных компонентов в составе устройств различного назначения, так и в составе интегральных оптических схем.

Во многих устройствах и приборах, использующихся в ВОЛС, ОМ является ключевым компонентом для модуляции фазы, поляризации и интенсивности различных источников света с разными длинами волн.

Среди ОМ электрооптические модуляторы (ЭОМ) — наиболее перспективные элементы для применения в системах связи [10]. Приборы на основе ЭОМ обладают прозрачностью передачи для большинства форматов информационных сигналов, высокой радиочастотной изоляцией, невосприимчивостью к электромагнитным помехам, способностью выполнять преобразования радиосигналов высокой частоты и др.

Несмотря на значительное количество опубликованных исследований в области применения ЭОМ для ВОЛС, по-прежнему остаются актуальными вопросы, которые связаны с оптимизацией параметров оптоэлектронных систем, выполняющих функции преобразования радиочастотных сигналов. С целью определения оптимальных условий для эффективной генерации разностной частоты смешиваемых радиочастотных сигналов проведены экспериментальные исследования оптического смесителя (конвертора) на основе волоконного ЭОМ интенсивности.

Исследования и результаты. Схема экспериментальной установки представлена на рис. 1.

Исследовались зависимости вида $W_{out}(\omega_0, \omega_i, \omega_i - \omega_0) = f(W_{in}(\omega_0, \omega_i, U_{DC}))$, где W_{in} , W_{out} — мощности входного и выходного сигналов; ω_0 , ω_i — частота опорного и преобразуемого СВЧ-сигналов; U_{DC} — постоянное напряжение (DC — direct current) смещения рабочей точки передаточной функции ЭОМ, подаваемое от лабораторного блока питания

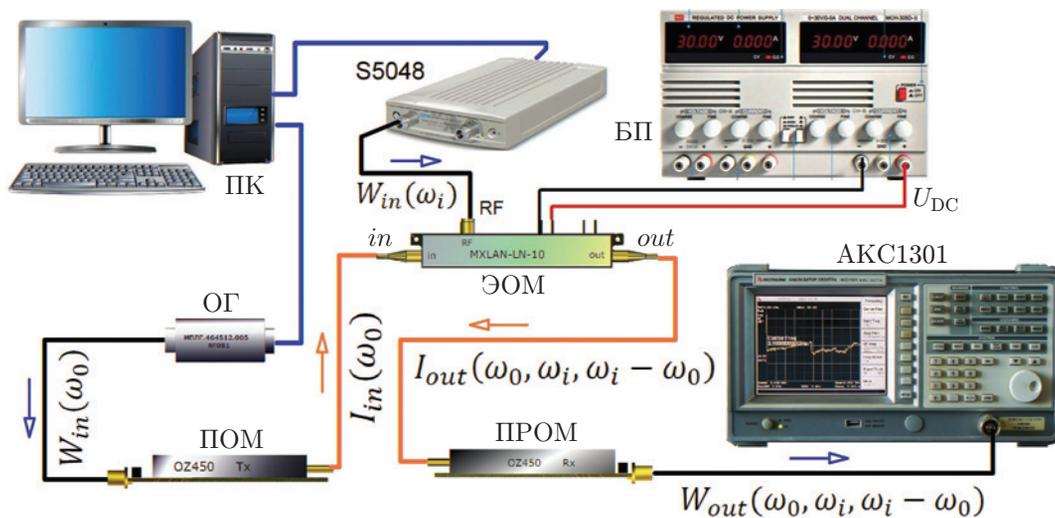


Рис. 1. Схема экспериментальной установки

(БП) (МСН-302D-II, Guangdong, Китай). В качестве генератора преобразуемого сигнала $W_{in}(\omega_i)$ использовался векторный анализатор цепей S5048 (ООО «Планар», г. Челябинск). Источником опорного сигнала $W_{in}(\omega_0)$ с выходной мощностью до 10 дБм являлся программируемый высокостабильный ОГ ИЛПГ.464512.005 (ООО «НПФ Электрон», г. Красноярск). В качестве оптического смесителя (конвертора) СВЧ-сигналов $W_{in}(\omega_0)$ и $W_{in}(\omega_i)$ был использован ЭОМ по типу интерферометра Маха — Цендера MXLAN-LN-10 (Photline, Франция). Передающий оптоэлектронный модуль (ПОМ) с прямой модуляцией лазерного диода с волоконным выводом формировал оптическую несущую $I_{in}(\omega_0)$ с выходной оптической мощностью 3 мВт на длине волны излучения 1,5 мкм. Детектирование оптического сигнала на выходе ЭОМ ($I_{out}(\omega_0, \omega_i, \omega_i - \omega_0) \rightarrow W_{out}(\omega_0, \omega_i, \omega_i - \omega_0)$) осуществлялось приёмным оптоэлектронным модулем (ПРОМ) (OZ450 Rx, США). Анализ СВЧ-сигналов проводился анализатором спектра (АС) АКС1301 («Актаком», Россия).

В ходе исследований входная мощность $W_{in}(\omega_i)$ изменялась от -40 до 5 дБм в диапазоне частот от 50 МГц до 3 ГГц. Результаты спектральных измерений показали, что при частотах $\omega_i > \omega_0$ наблюдается режим down-конверсии $\omega_{out} = \omega_i - \omega_0$. Спектральный состав регистрируемых СВЧ-сигналов в этом режиме отличался минимальным количеством паразитных составляющих во всём диапазоне частотных измерений. Пример изображения спектрального состава сигналов W_{out} в режиме down-конверсии приведён на рис. 2, а.

При частотах $\omega_i < \omega_0$ наблюдается режим up-конверсии, для которого спектральный состав регистрируемых радиочастотных сигналов отличался более богатым спектром с точки зрения возможных комбинаций вида $m\omega_i \pm n\omega_0$, где $m, n = 1, 2, 3, \dots$. Изображение спектрального состава сигналов W_{out} в режиме up-конверсии показано на рис. 2, б.

Сравнение результатов измерений для двух режимов конверсии СВЧ-сигналов позволяет сделать вывод о том, что режим down-конверсии более эффективен для применения ЭОМ в качестве конвертора СВЧ-сигналов. В этом режиме потери мощности для смешиваемых сигналов минимальны вследствие отсутствия паразитных составляющих, сравнимых по мощности с сигналами ω_i и ω_0 .

С целью оптимизации преобразования сигнала $\omega_{out} = \omega_i - \omega_0$ в режиме down-конверсии были проведены измерения передаточной функции модулятора на частотах $\omega_i, \omega_0, \omega_i - \omega_0$. Для этого при фиксированных значениях входной СВЧ-мощности ($W_{in}(\omega_0)$ и $W_{in}(\omega_i)$) в зависимости от напряжения U_{DC} были проведены измерения СВЧ-мощности $W_{out}(\omega_0)$, $W_{out}(\omega_i)$ и $W_{out}(\omega_i - \omega_0)$.

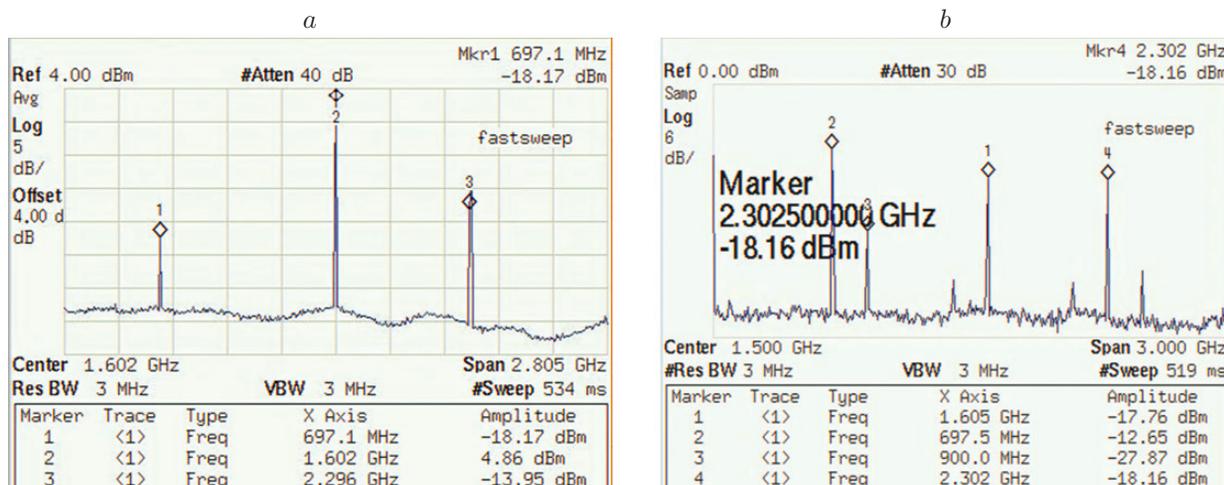


Рис. 2. Примеры изображений спектрального состава СВЧ-сигналов I_{out} в режимах: down-конверсии (a) и up-конверсии (b)

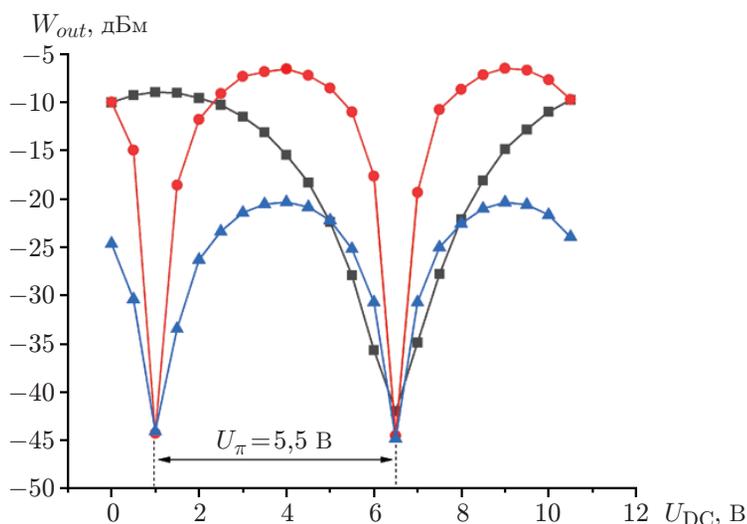


Рис. 3. Передаточная функция ЭОМ для частот: $\omega_i = 2,512$ ГГц (кружки), $\omega_0 = 1,605$ ГГц (квадраты), $\omega_{out} = 0,9075$ ГГц (треугольники)

На рис. 3 приведены результаты измерений передаточной функции ЭОМ для частот: $\omega_0 = 1,605$ ГГц, $\omega_i = 2,512$ ГГц, $\omega_{out} = \omega_i - \omega_0 = 0,905$ ГГц.

Анализ экспериментальных зависимостей передаточной функции ЭОМ позволил определить вид функциональных зависимостей, которые достаточно точно аппроксимируются следующими выражениями:

$$f_{1,605}(x_1) = 10 \log_{10} (1 + |\cos(x_1)|), \tag{1}$$

$$f_{2,512}(x_2) = f_{0,9075}(x_2) = 10 \log_{10} (1 + |\cos(x_2)|). \tag{2}$$

Здесь $f_{1,605}(x_1)$, $f_{2,512}(x_2)$, $f_{0,9075}(x_2)$ — нормированные на единицу значения передаточных функций для СВЧ-сигналов с частотами $\omega_i = 2,512$ ГГц, $\omega_0 = 1,605$ ГГц, $\omega_{out} = 0,9075$ ГГц. Аргументами передаточных функций $x_1 = \Delta\varphi_1$, $x_2 = \Delta\varphi_2$ являлись

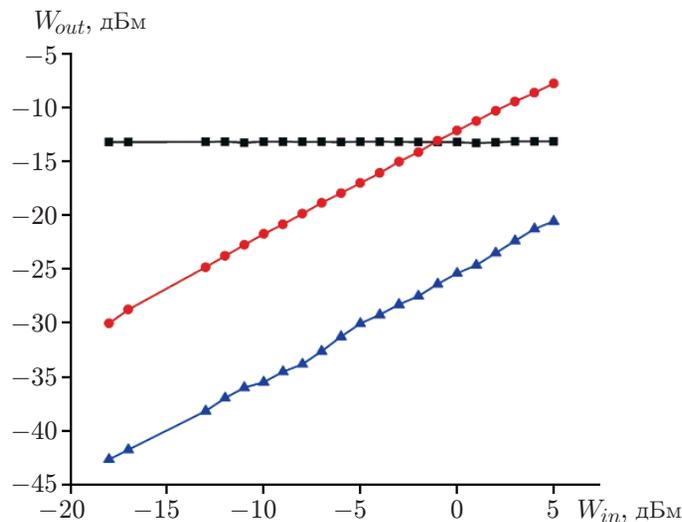


Рис. 4. Зависимость W_{out} от W_{in} для частот: $\omega_0 = 1,605$ ГГц (квадраты), $\omega_i = 2,362$ ГГц (кружки) и $\omega_i - \omega_0 = 0,7575$ ГГц (треугольники)

общие фазовые сдвиги для оптического сигнала $I_{out}(\omega_0, \omega_i, \omega_i - \omega_0)$ между двумя плечами интерферометра Маха — Цендера, на основе которого построена конструкция балансного одноэлектродного ЭОМ, используемого в данной работе. В нашем случае

$$\Delta\varphi_1 = (x - \varphi_0); \quad \Delta\varphi_2 = 2(x + \pi/4 - \varphi_0), \quad (3)$$

где φ_0 — начальный фазовый сдвиг, обусловленный конструктивными особенностями модулятора; $x = \pi U_{DC}/U_\pi$ — фазовый сдвиг, обусловленный напряжением смещения (U_{DC}) рабочей точки передаточной функции ЭОМ; U_π — полуволновое напряжение для MXLAN-LN-10.

Результаты измерений и вид выражений (1)–(3), полученных на их основе, позволяют сделать вывод о параметрах исследуемого ЭОМ в режиме максимальной эффективности генерации разностной частоты $\omega_{out} = \omega_i - \omega_0$:

1. Измеренное по входу RF (Radio Frequency) (см. рис. 1) полуволновое напряжение $U_\pi(\text{RF}) = 5,5$ В совпадает с данными для MXLAN-LN-10.

2. Максимальное значение мощности $W_{out}(\omega_i - \omega_0)$ сигнала разностной частоты совпадает с положением максимума $W_{out}(\omega_i)$ на шкале напряжений передаточной функции ЭОМ (см. рис. 3) и соответствует сдвигу фазы между плечами интерферометра Маха — Цендера $\Delta\varphi_2 = \pi/2 + 0,18\pi$ при напряжении $U_{DC} = 4$ В.

Далее были проведены измерения функциональной зависимости $W_{out}(\omega_0, \omega_i, \omega_i - \omega_0) = f(W_{in}(\omega_0, \omega_i))$ при напряжении $U_{DC} = 4$ В, соответствующем максимуму мощности $W_{out}(\omega_i - \omega_0)$ на выходе ЭОМ. Измерения проводились для сигналов $W_{in}(\omega_i)$ в широком диапазоне частот ω_i (от 1,8 до 3 ГГц). Мощность сигналов на входе RF для ЭОМ ($W_{in}(\omega_i)$) изменялась в диапазоне от -40 до $+5$ дБм.

На рис. 4 приведён пример измерений режима down-конверсии для частоты $\omega_i = 2,362$ ГГц. На выходе ЭОМ после детектирования оптического сигнала регистрировались сигналы $W_{out}(\omega_0, \omega_i, \omega_i - \omega_0)$, где $\omega_0 = 1,605$ ГГц, $\omega_i = 2,362$ ГГц, $\omega_i - \omega_0 = 0,7575$ ГГц. Как можно видеть, на рис. 4 мощность разностного сигнала $W_{out}(\omega_i - \omega_0)$ сохраняет линейную зависимость от мощности сигнала $W_{in}(\omega_i)$ на входе для ЭОМ во всём диапазоне измерений.

Заключение. В ходе экспериментальных исследований были получены условия для достижения максимальной эффективности преобразования частоты радиочастотного сигнала в режиме down-конверсии с использованием волоконного ЭОМ интенсивности. Результаты исследований могут быть использованы в системах радиофоники, где требуется осуществлять не только передачу радиочастотных сигналов по волоконно-оптическим линиям связи, но и их преобразование с целью разделения сигналов и создания настраиваемых межполосных кросс-соединений. В частности, такой конвертор может быть использован в системах ПН приёмных и передающих антенн космических аппаратов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пономарев А. К., Романов А. А., Тюлин А. Е. Фотонные технологии в космическом приборостроении // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2016. **3**, вып. 2. С. 4–23.
2. Варданян В. А. Оценка количества спектральных и поднесущих каналов в волоконно-оптических сетях доступа при однополосной оптической модуляции // Автометрия. 2016. **52**, № 3. С. 116–124. DOI: 10.15372/AUT20160315.
3. Выгонский Ю. Г. Полезные нагрузки современных спутников ФСС/РСС // Спец. вып. «Спутниковая связь и вещание». 2015. С. 44–53. URL: <http://lib.tssonline.ru/articles2/sputnik/poleznye-nagruzki-sovremennyh-sputnikov-fss-rss> (дата обращения: 18.04.2022).
4. Анпилогов В. Р., Колчеев Г. Н. Антенные системы геостационарных спутников связи и вещания // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 1997. № 3. С. 3–17.
5. Sotom M., Aveline M., Barbaste R. et al. Flexible photonic payload for broadband telecom satellites // Proc. of SPIE. 2016. **10562**. 105621Y. DOI: 10.1117/12.2296157.
6. Слепов Н. Оптические кросс-коммутаторы. Принципы реализации и архитектура // Электроника: НТБ. 1999. Вып. 6. URL: <https://www.electronics.ru/journal/article/1740> (дата обращения: 18.04.2022).
7. Галеев Р. Г., Втюрин А. Н., Реушев М. Ю. Компоненты волоконно-оптических линий связи — перспективы и направления исследований // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 10. С. 162–166.
8. Gopalakrishnan G. K., Burns W. K., Bulmer C. H. Microwave-optical mixing in LiNbO modulators // IEEE Trans. Microw. Theory Tech. 1993. **41**, N 12. P. 2383–2391.
9. Aveline M., Sotom M., Barbaste R. et al. Reconfigurable Microwave Photonic Repeater for Broadband Telecom Missions: Concepts and Technologies // Proc. of SPIE. 2014. **10563**. 105633M-2.
10. Петров В. М., Агрузов П. М., Лебедев В. В. и др. Широкополосные интегрально-оптические модуляторы: достижения и перспективы развития // Успехи физических наук. 2021. **191**, № 7. С. 760–780.

Поступила в редакцию 18.04.2022

После доработки 21.04.2022

Принята к публикации 23.04.2022