

УДК 621.314.26 DOI 10.30894/issn2409-0239.2020.7.3.28.35

Радиофотонный многодиапазонный преобразователь частот для бортового спутникового ретранслятора

А. Д. Щербинин, аспирант, *shcherbinin.ad@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Перспективные связные спутниковые системы требуют разработки радиоэлектронных средств связи в диапазоне частот до 40 ГГц для приема, маршрутизации и передачи множества радиочастотных сигналов через каналы ретрансляторов. В работе предлагается перспективная схема аналогового преобразователя частот, использующего радиофотонные технологии для поддержки широкополосной, помехозащищенной и гибкой передачи радиосигналов. Рассматриваемое устройство имеет радиофотонное ядро с радиочастотными входной и выходной секциями, которое используется для преобразования частоты и коммутации радиоканалов в спутниковом ретрансляторе. Радиофотонное решение выгодно отличается от радиочастотных реализаций благодаря широкой информационной полосе частот, высокой помехозащищенности, радиационной стойкости, экономии массы и объема полезной нагрузки спутника, что позволяет обеспечить для перспективных телекоммуникационных ретрансляторов надежность и стойкость к воздействию факторов космической окружающей среды.

Ключевые слова: радиофотоника, преобразователь частот, модулятор Маха–Цендера, спутниковый ретранслятор, фотоника, Radio-over-fiber

Radiophotonic Multiband Frequency Converter for Onboard Satellite Repeater

A. D. Scherbinin, postgraduate student, *shcherbinin.ad@spacecorp.ru*

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

National Research University “Moscow Power Engineering Institute”, Moscow, Russian Federation

Abstract. Advanced broadcast satellite systems require the development of radio-electronic communication facilities in the *Ka*-band for receiving, routing, and transmitting multiple radio frequency signals through repeater channels. The paper proposes a promising scheme for an analog frequency converter that uses radiophotonic technologies to support broadband, noise-protected, and flexible transmission of radio signals. The considered device has a radio-photonic core with radio-frequency input and output sections, which is used for frequency conversion and switching of radio channels in a satellite repeater. The radiophotonic solution compares favorably with radio-frequency implementations due to the wide information frequency band, high noise immunity, radiation resistance, saving the mass and volume of the satellite payload, which makes it possible to provide reliability and resistance to the effects of space environment for promising telecommunication repeaters.

Keywords: radiophotonics, frequency converter, Mach–Zehnder modulator, satellite repeater, photonics, Radio-over-fiber

Введение

В связи с растущими требованиями к большой пропускной способности и широкой информационной полосе пропускания существующие спутниковые ретрансляторы преобразуют сигналы между несколькими диапазонами радиочастот для уменьшения проблем дефицита частотного и орбитального ресурса [1].

Однако полоса пропускания, помехи, значительные масса, габаритные размеры и сложность ограничивают возможности развития таких телекоммуникационных систем [2]. В последние годы предложены различные методы для реализации радиотонного преобразования частот [3–6]. Большинство из существующих преобразователей способны выполнить перенос только одной полосы частоты, что не соответствует требованиям к многополосной спутниковой телекоммуникационной системе связи.

В данной работе предложен новый метод, позволяющий осуществлять преобразование несущей частоты входного информационного сигнала в бортовом спутниковом ретрансляторе в несколько частотных диапазонов одновременно.

Предложенный метод радиотонного преобразования частот может быть применен в перспективных ретрансляторах типа «Экспресс», предоставляющих услуги телевидения, передачи данных и телефонии, входящих в состав спутниковой группировки ФГУП «Космическая связь».

Радиотонные преобразователи частоты

Радиочастотные ретрансляторы в спутниковых телекоммуникационных системах связи преобразуют сигналы между диапазонами радиочастот, чтобы смягчить проблемы при выполнении растущих требований к их пропускной способности [7]. Для реализации широкополосной передачи информации необходимо, чтобы полоса частот одного радиосигнала была перенесена на несколько более высоких значений несущей частоты внутри многоканального спутникового ретранслятора. Для междиапазонного преобразования существующие радиочастотные ре-

трансляторы используют многоступенчатую схему преобразования. Входящие радиочастотные сигналы сначала преобразуются с понижением частоты на промежуточные значения частоты, а затем снова преобразуются с повышением частоты в желаемые выходные полосы частот для последующих операций переключения, усиления, передачи. Многоступенчатое преобразование уменьшает динамический диапазон системы и снижает эффективность преобразования [8]. Радиотонные технологии обладают преимуществами по высокой пропускной способности, возможности параллельной обработки информации, прозрачности для различных форматов сигналов, высокому уровню внутриблочной электромагнитной совместимости, стойкостью к электромагнитным помехам и к проникающей радиации в условиях окружающей среды космического пространства. Радиотонные преобразователи частот позволяют иметь многоадресную широкополосную передачу информации и преобразовывать сигналы с одной частоты на несколько разных частот одновременно без многоступенчатого преобразования.

В последние годы для радиотонного преобразования применяется технология двойных оптических частотных гребенок [9]. Предложенный в работе метод использует выявленные авторами дополнительные преимущества этой технологии, вытекающие из ее широкополосной и когерентной природы. Однако гребенки, разработанные на основе модуляторов Маха–Цендера, нуждаются в электрических драйверах с высокой выходной мощностью и тщательной настройкой значений напряжения смещения. Использование двойных оптических частотных гребенок, состоящих из десятков оптических боковых полос с почти равной амплитудой, усложняет решение проблемы рассеивания мощности и усугубляет затруднения при усилении уровня оптического и электрического радиочастотного сигналов, приводит к потере спутниковых ресурсов. В предложенной схеме основные оптические боковые полосы зарезервированы до детектирования на фотодиоде, что упрощает последующее усиление в выходных каскадах ретранслятора.

В сравнении с уже существующими радиотонными преобразователями частот, предложенными ранее, исследуемый метод имеет преимущество

в том, что несущая частота входного информационного радиочастотного сигнала может быть перенесена в любой из требуемых диапазонов. Предложенные в [10–14] схемы нуждаются в точной настройке состояний поляризации, напряжений смещения и временных задержек модуляторов Маха–Цендера. Для выполнения преобразования частоты в них применяются дорогостоящие двойные параллельные модуляторы Маха–Цендера, модуляторы поляризации и даже полупроводниковые оптические усилители и фильтры, поскольку модуляторы и усилители могут генерировать различные комбинации боковых полос сигнала. Предложенная ранее схема [15, 16] позволяет реализовывать только один вид преобразования частоты, а метод [17] может реализовывать настраиваемое преобразование только для одной частоты.

Далее в работе будет рассмотрена структура, представлены теоретический анализ и результаты моделирования новой схемы исследуемого радиопотонного преобразователя частот.

Принцип работы

В системах радиопотонных ретрансляторов как общая архитектура [19], так и схемы генерации

радиочастотных сигналов являются ключевыми элементами для их успешного развертывания на реальных спутниках связи. На рис. 1 показана структура системы радиопотонного преобразования частоты в бортовом спутниковом ретрансляторе.

Предлагаемая структура основана на преобразовании принимаемых радиочастотных полосовых сигналов посредством использования элементов радиофотоники:

- лазерные диоды (ЛД) [20] с отличными друг от друга длинами волн, формирующие постоянное оптическое излучение с длинами волн λ_1 , λ_2 и λ_3 ;
- модуляторы Маха–Цендера (ММЦ) [21], осуществляющие модуляцию интенсивности излучения оптических колебаний радиочастотными сигналами;
- оптический мультиплексор (ОМП), объединяющий отдельные оптические сигналы, поступающие на его входные каналы, в групповой сигнал для одновременной их передачи по одному оптическому волокну;
- оптический демультиплексор (ОДМП), осуществляющий разделение группового оптического сигнала на отдельные каналы;

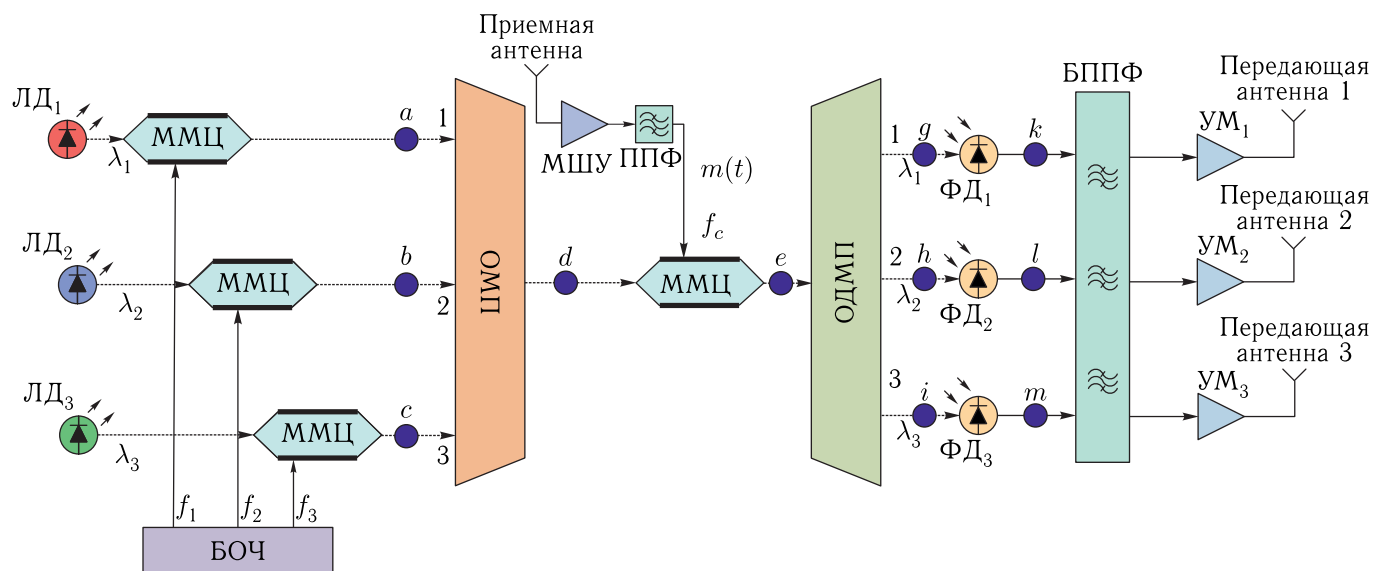


Рис. 1. Структурная схема многодиапазонного радиопотонного преобразователя частоты в составе спутникового ретранслятора (ЛД_{*i*} — лазерные диоды; ММЦ — модуляторы Маха–Цендера; БОЧ_{*i*} — блок опорных частот; ОМП — оптический мультиплексор; ОДМП — оптический демультиплексор; ФД_{*i*} — фотодиоды; МШУ — малошумящий усилитель; БППФ — блок полосно-пропускающих фильтров, УМ_{*i*} — усилители мощности; $i \subseteq 1, 2, \dots$)

- фотодиод (ФД), преобразующий оптический сигнал, попавший на фоточувствительную область, в радиосигнал.

Непрерывное излучение, генерируемое лазерными диодами ЛД, описывается следующим выражением:

$$E_{\lambda}(t) = E_c \exp(j\omega_{\lambda_i}t), \quad (1)$$

где E_c — амплитуда излучаемого колебания, ω_{λ_i} — частота оптических несущих, t — время.

Оптическое излучение модулируется опорным радиочастотным сигналом:

$$V(t) = V_0 \sin(\omega_i t), \quad (2)$$

где V_0 — амплитуда радиосигнала, ω_i — опорная частота радиосигнала.

Принцип функционирования предлагаемого метода основан на использовании передаточной функции ММЦ, показанной ниже.

Выходное оптическое излучение ММЦ в точке a схемы рис. 1 может быть описано следующим образом [20]:

$$E_0(t) = \frac{E_0}{4} \exp \left[j(\omega_{\lambda_1}t + \frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \sin(\omega_1 t) + \pi) \right] + \frac{E_0}{4} \exp \left[j(\omega_{\lambda_1}t - \frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \sin(\omega_1 t)) \right], \quad (3)$$

где E_0 — амплитуда излучаемого колебания, V_{π} — напряжение смещения ММЦ.

После применения разложения Якоби–Ангера выходное оптическое излучение ММЦ можно выразить как [21]

$$E_a(t) = \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} - \omega_1)t] - \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} + \omega_1)t], \quad (4)$$

где $J_n(\cdot)$ — функция Бесселя первого рода n -го порядка.

Аналогично (3) и (4) для точек b и c схемы рис. 1 получаем выражения для выходного оптического излучения ММЦ:

$$E_b(t) = \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} - \omega_2)t] - \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} + \omega_2)t], \quad (5)$$

$$E_c(t) = \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} - \omega_3)t] - \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} + \omega_3)t]. \quad (6)$$

После объединения оптических сигналов $E_a(t)$, $E_b(t)$ и $E_c(t)$ в оптическом мультиплексоре в единый групповой оптический сигнал в точке d схемы рис. 1 может быть описан выражением

$$E_d(t) = \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} - \omega_1)t] - \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} + \omega_1)t] + \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} - \omega_2)t] - \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} + \omega_2)t] + \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} - \omega_3)t] - \frac{E_0}{2} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} + \omega_3)t]. \quad (7)$$

Для упрощения дальнейших преобразований используется информационный полосовой сигнал $m(t)$ с несущей частотой ω_c , который должен быть преобразован и ретранслирован.

После модуляции интенсивности излучения группового сигнала $E_d(t)$ информационным сигналом $m(t)$ на выходе ММЦ в точке e схемы рис. 1 излучение может быть описано выражением

$$E_e(t) = \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \times \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n \left(\frac{\pi m(t)}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} - \omega_1 + n\omega_c)t] - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \times \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k \left(\frac{\pi m(t)}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} + \omega_1 + k\omega_c)t] + \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_{\pi}} \right) \times \sum_{l=-\infty}^{\infty} J_l \left(\frac{\pi m(t)}{V_{\pi}} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} - \omega_2 + l\omega_c)t] -$$

$$\begin{aligned}
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{v=-\infty}^{\infty} J_v \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} + \omega_2 + v\omega_c)t] + \\
& + \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{p=-\infty}^{\infty} J_p \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} - \omega_3 + p\omega_c)t] - \\
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{g=-\infty}^{\infty} J_g \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} + \omega_3 + g\omega_c)t],
\end{aligned} \tag{8}$$

где n, k, l, v, p, g — целые числа.

Поскольку боковые полосы оптических сигналов, порядок которых больше единицы, отфильтровываются, оптический сигнал $E_e(t)$ можно представить в следующем виде выражения (9).

После разделения группового сигнала оптическим демультиплексором на отдельные каналы со значениями длин волн оптических несущих λ_1, λ_2 и λ_3 в точках g, h и i схемы рис. 1 будут получены сигналы, которые описываются показанными ниже выражениями (10), (11) и (12) соответственно.

$$\begin{aligned}
E_e(t) &= \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{n=-1}^1 J_n \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} - \omega_1 + n\omega_c)t] - \\
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{k=-1}^1 J_k \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} + \omega_1 + k\omega_c)t] + \\
& + \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{l=-1}^1 J_l \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} - \omega_2 + l\omega_c)t] - \\
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{v=-1}^1 J_v \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} + \omega_2 + v\omega_c)t] +
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{p=-1}^1 J_p \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} - \omega_3 + p\omega_c)t] - \\
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{g=-1}^1 J_g \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} + \omega_3 + g\omega_c)t], \tag{9}
\end{aligned}$$

где n, k, l, v, p, g — целые числа.

$$\begin{aligned}
E_g(t) &= \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{n=-1}^1 J_n \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} - \omega_1 + n\omega_c)t] - \\
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{k=-1}^1 J_k \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_1} + \omega_1 + k\omega_c)t],
\end{aligned} \tag{10}$$

$$\begin{aligned}
E_h(t) &= \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{n=-1}^1 J_l \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} - \omega_2 + l\omega_c)t] - \\
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{k=-1}^1 J_v \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_2} + \omega_2 + v\omega_c)t],
\end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned}
E_i(t) &= \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{n=-1}^1 J_p \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \cdot \exp[j(\omega_{\lambda_3} - \omega_3 + p\omega_c)t] - \\
& - \frac{E_0}{2\sqrt{2}} J_1 \left(\frac{\pi V_0}{V_\pi} \right) \times \\
& \quad \times \sum_{k=-1}^1 J_g \left(\frac{\pi m(t)}{V_\pi} \right) \exp[j(\omega_{\lambda_3} + \omega_3 + g\omega_c)t].
\end{aligned} \tag{12}$$

После оптоэлектронного преобразования на выходе фотодиодов получаем радиочастотные сигналы

на нескольких новых несущих частотах в точках k , l и m схемы рис. 1 соответственно. Гармоники оптических несущих частот, такие как суммарная частота и двойная частота, игнорируются, поскольку верхняя граница полосы пропускаемых типовых фотодиодов (фотоэлектронных преобразователей) оптических частот ограничена.

В результате преобразования в точке k схемы рис. 1 несущая частота информационного сигнала была преобразована с ω_c на значения $3\omega_c$, $(\omega_1 - \omega_c)$, $(3\omega_1 - \omega_c)$, $(3\omega_1 + \omega_c)$ и $(\omega_1 + \omega_c)$.

Аналогично преобразованию в точке k в точках l и m схемы рис. 1 получено преобразование частоты ω_c на значения $3\omega_c$, $(\omega_2 - \omega_c)$, $(3\omega_2 - \omega_c)$, $(3\omega_2 + \omega_c)$ и $(\omega_2 + \omega_c)$ и значения $3\omega_c$, $(\omega_3 - \omega_c)$, $(3\omega_3 - \omega_c)$, $(3\omega_3 + \omega_c)$ и $(\omega_3 + \omega_c)$ соответственно.

После прохождения через блоки радиофотонного преобразования частоты спутникового ретранслятора с помощью полосно-пропускающих фильтров выделяются необходимые полосы частот преобразованного сигнала, которые затем усиливаются и передаются через антенны в открытое пространство.

Моделирование

Для проверки теоретических результатов было проведено моделирование исследуемой системы.

Для упрощения расчетов при моделировании была разработана модель одной из линий частотного преобразователя, показанного на структурной схеме рис. 1.

Схема, используемая для моделирования описываемой системы, показана на рис. 2.

Оптическая несущая с длиной волны λ_1 генерируется лазерным диодом и подается на оптический вход первого электрооптического модулятора, синусоидальный сигнал с частотой ω_1 формируется СВЧ-генератором и подается на модулирующий вход первого электрооптического модулятора. Входной тестовый сигнал $m(t)$ с несущей ω формируется генератором тестового сигнала и подается на модулирующий вход второго электрооптического модулятора. Полученный сигнал подается на оптоэлектронный преобразователь, выход которого подключен к анализатору спектра, позволяющему рассмотреть спектральную плотность мощности выходного сигнала преобразователя частоты.

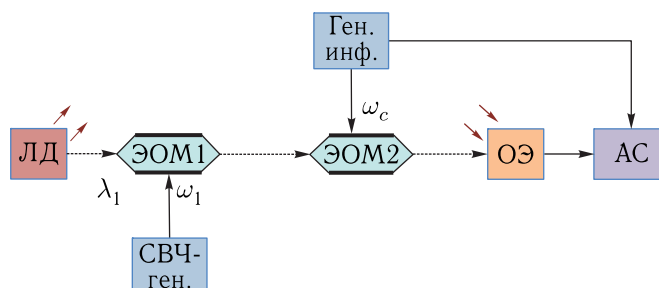


Рис. 2. Структурная схема модели радиофотонного преобразователя частоты (Ген. инф. — генератор тестового информационного сигнала, ЛД — лазерный диод, ЭОМ — электрооптический модулятор, СВЧ-ген. — сверхвысокочастотный генератор, ОЭ — оптоэлектронный приемник, АС — анализатор спектра)

Спектральная плотность мощности входного полосового информационного тестового сигнала $m(t)$ в виде псевдослучайного сообщения с несущей частотой ω_c и фазовой манипуляцией показана на рис. 3.

После прохождения тестового сигнала $m(t)$ через радиофотонный преобразователь частоты был получен сигнал $P(t)$, график спектральной плотности мощности которого показан на рис. 4.

Спектральная плотность мощности выходного сигнала радиофотонного преобразователя частоты, состоящая из шести радиочастотных сигналов, пять из которых являются результатом переноса входного сигнала на новые несущие частоты.

Например, принимаемый сигнал с несущей частотой $\omega_c = 6,5$ ГГц в S -диапазоне частот (от 3,4 до 8 ГГц) может быть одновременно преобразован в Ku - (от 10,7 до 18 ГГц), K - (от 18 до 26,5 ГГц) и Ka - (от 26,5 до 40 ГГц) диапазоны частот с помощью одного опорного сигнала с частотой $\omega_1 = 9$ ГГц.

Каждый из полученных сигналов может быть выделен с помощью электрических полосно-пропускающих фильтров для дальнейшей передачи через выходные стволы ретранслятора.

Из рассмотрения спектральной плотности мощности, показанной на рис. 4, можно сделать вывод, что при моделировании радиофотонного преобразователя частоты были получены результаты, подтверждающие данные, полученные при теоретическом анализе.

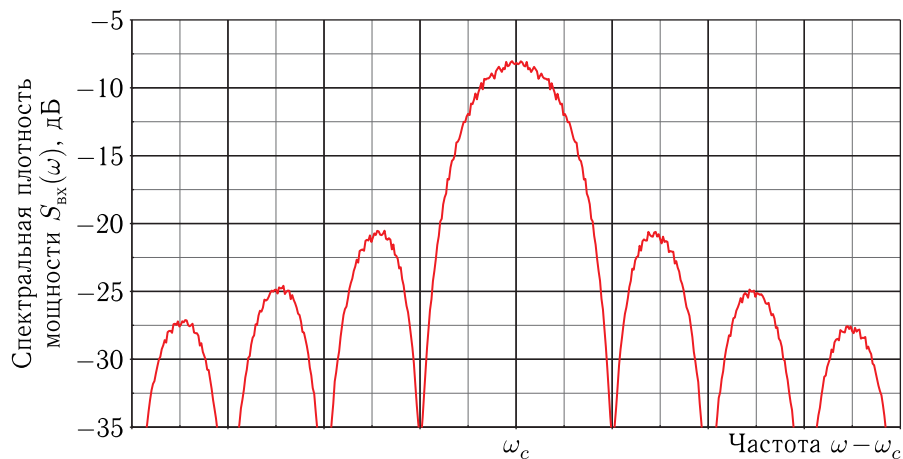


Рис. 3. Спектральная плотность мощности входного тестового сигнала $S_{\text{вх}}(\omega)$ с несущей частотой ω_c

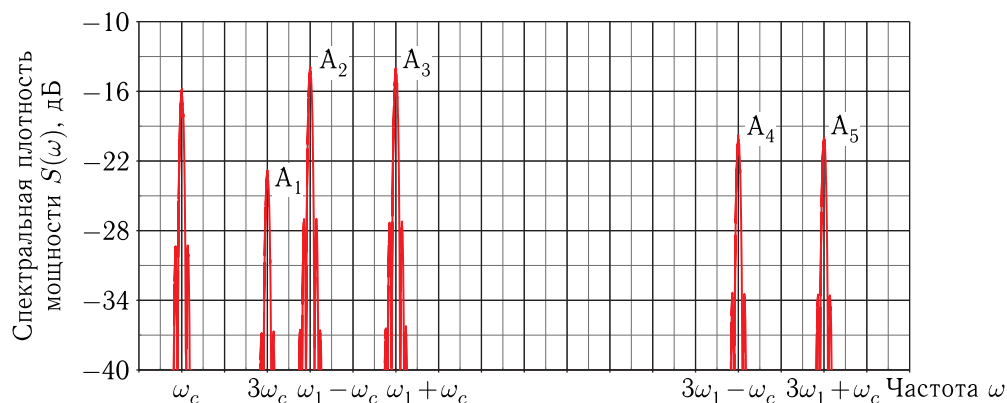


Рис. 4. Спектральная плотность мощности выходного сигнала радиофотонного преобразователя частоты $S_{\text{вых}}(\omega)$, ω_1 — частота опорного сигнала

Заключение

Предложен и проанализирован новый метод радиофотонного преобразования частоты для бортового спутникового ретранслятора, позволяющий преобразовывать несущие частоты входных информационных сигналов в другие диапазоны частот.

Проведено математическое моделирование, подтверждающее полученные теоретические результаты при описании преобразователя частот.

Результатом применения предложенного метода является получение на любом из выходов радиофотонного преобразователя частоты выходного сигнала, состоящего из пяти радиочастотных сигналов с новыми несущими частотами и одного сигнала с несущей частотой информационного входного сигнала. Каждый из полученных полосо-

вых сигналов может быть отделен от остальных с помощью электрических полосно-пропускающих фильтров, так как полосы данных сигналов уже, чем интервалы между несущими частотами.

Преимуществами использования предложенной схемы радиофотонного преобразователя частоты в бортовом спутниковом ретрансляторе являются ее гибкость, сверхвысокое значение ширины полосы радиочастот, низкие потери при передаче, одновременное преобразование несущей на ряд новых частот и устойчивость к электромагнитным помехам, которые отсутствуют у радиочастотных аналогов.

Автор выражает благодарность научному руководителю Л. А. Белову за помощь при проведении исследования и рекомендации по оформлению статьи.

Список литературы

1. Yao J.P. Microwave photonics // Journal of Lightwave Technology, 2009, vol. 27(3), 2008. P. 314–335.
2. Емельянов А.А., Белкин М.Е., Топорков Н.В., Масной В.А. Особенности построения бортовой волоконно-оптической синхросети // Радиотехника, 2017, № 8. С. 121–125.
3. Chang W.S.C. RF Photonic Technology in Optical Fiber Links // Cambridge University Press, 2002, 424 p.
4. Gopalakrishnan G.K., Burns W.K., Bulme C.H. Microwave-optical mixing in LiNbO₃ modulators // IEEE Trans. Microw. Theory Tech., 1993, vol. 41, no. 12. P. 2383–2391.
5. Juodawlkis P.J. et al. Optical Down-Sampling of Wide-Band Microwave Signals // Journal of Lightwave Technologies, 2003, vol. 21, no. 12. P. 3116–3124.
6. Tang Z., Zhang F. Pan S. Photonic microwave down-converter based on an optoelectronic oscillator using a single dual-drive Mach-Zehnder modulator // Optics Express, 2014, vol. 22, no. 1. P. 305–310.
7. Panagopoulos A.D., M. Arapoglou P.D., Cottis P.G. Satellite communications at Ku, Ka, and V bands: propagation impairments and mitigation techniques // IEEE Communications Surveys and Tutorials, 2004, vol. 6(3). P. 2–14.
8. Dunsmore J.P. Handbook of microwave component measurements: with advanced VNA techniques. NY, USA: Wiley. 2012, 636 p.
9. Yang X.W., Xu K., Yin J. et al. Optical frequency comb based multi-band microwave frequency conversion for satellite applications // Optics Express, 2014, vol. 22(1). P. 869–877.
10. Jingnan Li, Yunxin Wang, Dayong Wang, Tao Zhou, Jiahao Xu et al. Microwave Photonic Mixer Using a Frequency-Doubled Local Oscillator // IEEE Photonics Journal, 2018, vol. 10(3).
11. Shih P.T., Chen J., Lin C.T. et al. Optical millimeter-wave signal generation via frequency 12-tupling // Journal of Lightwave Technology, 2010, vol. 28(1). P. 71–78.
12. Li W., Wang L.X., Zheng J.Y. Photonic MMW-UWB signal generation via DPMZM-based frequency up-conversion // Photonics Technology Letters, 2013, vol. 25(19). P. 1875–1878.
13. Zhu D., Liu S.F., Pan S.L. Multichannel up-conversion based on polarization-modulated optoelectronic oscillator // IEEE Photonics Technology Letters, 2014, vol. 26(6). P. 544–547.
14. Zhu D., Yao J.P. Dual-chirp microwave waveform generation using a dual-parallel Mach-Zehnder modulator // IEEE Photonics Technology Letters, 2015, vol. 27(13). P. 1410–1413.
15. Pagan V.R., Haas B.M., Murphy T.E. Linearized electrooptic microwave downconversion using phase modulation and optical filtering // Optics Express, 2011, vol. 19(2). P. 883–895.
16. Wang W.R., Wu J.L., Yu B. et al. Local oscillator free frequency up-conversion at millimeter-wave band // IEEE Photonics Technology Letters, 2013, vol. 25(14). P. 1377–1380.
17. Xue X.X., Zheng X.P., Zhang H.Y. Idler-free photonic microwave mixer using a broadband optical source and cascaded phase modulators // Optics Letters, 2012, vol. 37(9). P. 1451–1453.
18. Djie Hery Susanto, Sookdhis Chrisada, Dowd Philip. Analysis and structure design of distributed-feedback laser (DFB) and distributed Bragg reflector (DBR) laser using regrowth-free surface grating technology // International Symposium on Photonics and Applications, 2001, Singapore. P. 250–259.
19. Урик В. Дж.-мл., МакКинни Д.Д., Вилльямс К.Д. Основы микроволновой фотоники / Пер. с англ. М.: Техносфера, 2016. 376 с.
20. Binh L.N. Optical fiber communications systems: theory and practice with MATLAB and Simulink models // Boca Raton: CRC Press/Taylor & Francis. 2010, 534 p.
21. Lin T., Zhao S., Zhu Z. et al. Photonic Microwave Multi-band Frequency Conversion Scheme Based on Dual-OFCs for Satellite Communication // 15th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON), 2016. P. 617–619.