

УДК 621.373.826

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ МОДУЛЯТОРОВ
ИНТЕНСИВНОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ НА БАЗЕ ИНТЕРФЕРОМЕТРА
МАХА-ЦАНДЕРА ПРИ ПОМОЩИ ПРОГРАММНОГО
СРЕДСТВА РАСЧЕТА СВЧ-ЦЕПЕЙ
NI AWR DESIGN ENVIRONMENT

М.Е. Белкин¹, д.т.н., директор НТЦ «Интегральная радиофотоника»

В.В. Головин², к.т.н., доцент

Ю.Н. Тышук², начальник отдела

С.А. Кудж¹, д.т.н., ректор

А.С. Сигов¹, академик РАН, президент

¹Московский технологический университет (МИРЭА), Москва, 119454 Россия

²Севастопольский государственный университет, Севастополь, 299053 Россия

@Автор для переписки, e-mail: belkin@mirea.ru

Представлены результаты разработки в САПР NI AWR Design Environment и экспериментальной верификации нелинейной физической эквивалентной модели электрооптического модулятора Маха-Цандера, работающей одновременно на оптических частотах и в СВЧ-диапазоне. Впервые предложена имитационная модель однополосного электрооптического модулятора Маха-Цандера и приведены предварительные результаты ее компьютерного исследования.

Ключевые слова: радиофотоника, электрооптический модулятор, передаточная характеристика, САПР NI AWR Design Environment, эквивалентная электрическая модель.

MODELING OPTICAL INTENSITY MODULATORS BASED
ON MACH-ZEHNDER INTERFEROMETER BY SOFTWARE
TOOL OF MICROWAVE CIRCUITS CALCULATION
NI AWR DESIGN ENVIRONMENT

M.E. Belkin¹,

V.V. Golovin²,

Yu.N. Tyschuk²,

S.A. Kudzh¹,

A.S. Sigov¹

¹Moscow Technological University (MIREA), Moscow, 119454 Russia

²Sevastopol State University, Sevastopol, 299053 Russia

@Corresponding author e-mail: sdlavrov@mail.ru

At the design stage of radio-electronic means using microwave photonics units, the co-simulation capability in a single CAD tool for the elements of microwave and optical ranges is a vital issue, and it is important to retain the ability to complex nonlinear analysis of the circuits and systems under design. One of the most suitable solution of this complex problem is in using working on symbolic level CAD tool NI AWR Design Environment (AWRDE) from National Instruments, which has extensive built-in library of multi-parametric models for electronic and topological components, functional modules, or system units. Following it, in the paper we offer an upgraded nonlinear physical equivalent-circuit model of the double-sideband optical modulator, fully implemented based on AWRDE Schematic library elements. Developing the model, we proposed for the first time and initially studied by AWRDE a nonlinear physical model of the single-sideband electro-optical modulator, comprising three Mach-Zehnder interferometers. During the simulations, the static and dynamic characteristics of the models in large-signal operation mode are analyzed by transmitting Ku-band microwave signals. Carrying out experimental verification has confirmed the correctness of the developed models.

Keywords: microwave photonics, electro-optical modulator, transfer characteristic, CAD NI AWR Design Environment, equivalent-circuit model.

Введение

Одно из основных направлений развития современных радиоэлектронных систем (РЭС) и комплексов связано с уменьшением их массогабаритных показателей, энергопотребления и стоимости, а также увеличением пропускной способности, функциональности и надежности. В связи с этим все большее применение в схемах РЭС двойного назначения находят радиофотонные технологии, и уже известны примеры разработок РЭС, где с помощью радиофотонных узлов реализуются такие операции, как преобразование частоты, фильтрация, формирование высокостабильных опорных радиосигналов и др. [1, 2]. На этапе проектирования таких РЭС с применением радиофотонных узлов остро стоит вопрос о возможности совместного моделирования в одной САПР функционирования и характеристик элементов СВЧ и оптического диапазонов. При этом важно сохранить возможность комплексного нелинейного анализа проектируемых схем и систем.

При всем разнообразии САПР для проектирования СВЧ-цепей и САПР для анализа оптических трактов в настоящее время отсутствуют программные среды, где эти задачи решаются совместно, что обусловлено необходимостью выделения немалых машинных ресурсов, обеспечивающих приемлемую точность моделирования. Поэтому единственным доступным подходом остается разработка для активных и пассивных узлов и устройств оптического тракта их верифицированных имитационных моделей на базе линейных и нелинейных физических эквивалентных схем (ФЭС), что является основным принципом компьютерного проектирования современных радиотехнических и СВЧ-цепей [3].

Одной из наиболее подходящих для решения этой комплексной задачи САПР является работающая на символьном уровне программная среда NI AWR Design Environment (AWRDE) фирмы National Instruments, в которую встроены обширные базы многопараметрических моделей электронных и топологических компонентов, функциональных модулей, системных блоков. В данной САПР доступен также путем однокнопочной операции широкий набор нелинейных измеряемых показателей качества функционирования

проектируемого устройства, что полностью отсутствует в современных САПР оптического диапазона. К другим достоинствам AWRDE относятся:

- возможность реализации разнообразных радиочастотных трактов на уровне развитой топологии;
- наличие большой встроенной библиотеки активных и пассивных, линейных и нелинейных функциональных компонентов;
- возможность эквивалентного представления сигнала оптического диапазона (далее мы будем называть его квазиоптическим сигналом) в виде токов и напряжений с оптической частотой, что позволяет непосредственно рассмотреть большинство возможных вариантов взаимодействия оптического и радиочастотного трактов;
- возможность представления активных оптоэлектронных приборов в виде многопараметрических нелинейных ФЭС, которые полностью совместимы с радиочастотным трактом;
- возможность нелинейного моделирования за счет применения самого точного на сегодняшний день метода гармонического баланса, позволяющего моделировать схемы с большим числом элементов и высокой нелинейностью;
- возможность использования разработанных ФЭС оптических устройств для системного моделирования на уровне радиолокационных и телекоммуникационных систем и комплексов.

Вышеприведенные преимущества определили наш выбор AWRDE как САПР для разработки в ней эквивалентных электрических схем устройств радиофоники и сквозного нелинейного анализа характеристик создаваемых на их основе комплексных РЭС.

Базовая схема радиопотонного узла (РФУ) приведена на рис. 1 [1].

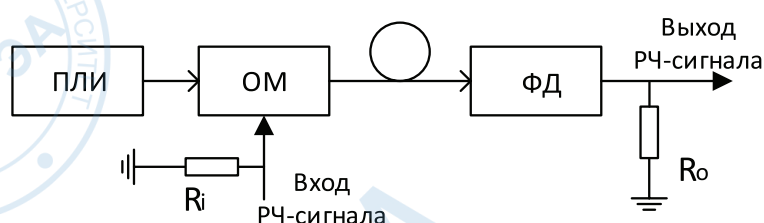


Рис. 1. Базовая схема радиопотонного узла.

Как следует из рис. 1, тремя принципиальными схемными элементами являются: полупроводниковый лазерный излучатель (ПЛИ), выполняющий функции формирования оптической несущей, оптический модулятор (ОМ), осуществляющий операцию электрооптического преобразования радиосигнала, и фотодетектор (ФД), выполняющий обратное оптико-электрическое преобразование в радиочастотный (РЧ) диапазон. Ранее нами были предложены нелинейные модели ПЛИ и ФД на базе ФЭС [4, 5], реализованные с помощью вышеуказанной САПР.

Цель настоящей статьи – описание модели и моделирование с помощью AWRDE наиболее распространенных в современных разработках оптических модуляторов интенсивности излучения на базе интерферометра Маха-Цандера.

1. Варианты построения и схемы современных оптических модуляторов на базе интерферометра Маха-Цандера

Поскольку фотодетектор схемы на рис. 1, в качестве которого в радиофотонных схемах повсеместно используется $p-i-n$ -фотодиод, реагирует только на изменение интенсивности оптического излучения, современные ОМ построены преимущественно на базе известного в оптике интерферометра Маха-Цандера (ИМЦ), назначение которого состоит в преобразовании фазового сдвига в изменение интенсивности оптического излучения. Базовая схема такого устройства, получившего название «модулятор Маха-Цандера (ММЦ)», приведена на рис. 2 [6].

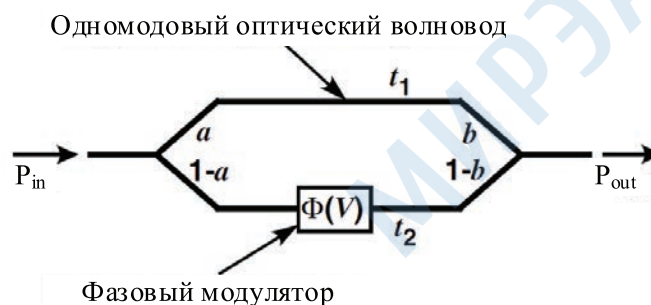


Рис. 2. Базовая схема модулятора Маха-Цандера.

Здесь немодулированное лазерное излучение вводится через входной оптический волновод. В соответствии с принципом построения интерферометра данного типа схема содержит два сформированных в ниобате лития планарных одномодовых оптических волновода с коэффициентами пропускания t_1 и t_2 , соединенных посредством входного и выходного Y-разветвителей с коэффициентами деления a и b . Эффект управления показателем преломления нижнего волновода описан путем введения фазового модулятора $\Phi(V)$.

Допуская отсутствие потерь в волноводах (т. е. $t_1 = t_2 = 1$) и равенство коэффициентов деления обоих разветвителей, связь входной P_{in} и выходной P_{out} мощностей в ИМЦ описывается следующим выражением [7]:

$$P_{out} = P_{in} \frac{1}{2} \{1 + \cos[\Phi(V)]\} \quad (1)$$

Следуя обычному представлению фазовой модуляции гармоническим сигналом, разделим член в квадратных скобках на постоянную и переменную составляющие: то есть, на начальную фазу Φ_0 при управляющем напряжении $V = 0$ и зависящую от него текущую фазу. Тогда для случая линейного электрооптического эффекта передаточная функция ММЦ будет соответствовать [8]:

$$T_{ММЦ}(V) = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\Phi_0 + \frac{\pi V}{V_\pi} \right] \right\} \quad (2)$$

В полученном выражении так называемое полуволновое напряжение πV соответствует управляющему напряжению, при котором разность фаз в обоих плечах ИМЦ достигает 180° и является одним из основных показателей качества ММЦ.

Развитие техники ММЦ привело к его усложнению по сравнению с базовой схемой на рис. 2. В частности, для расширения диапазона управления фазовый модулятор был также введен в верхнее плечо ММЦ (рис. 2). При этом управляющее напряжение, содержащее постоянную и переменную составляющие, должно прикладываться к обоим плечам в противофазе. На практике в зависимости от назначения ММЦ получили распространение два режима его постоянного смещения:

- в так называемой квадратурной точке (середине линейного участка косинусоиды), что обеспечивает максимальную линейность передаточной характеристики;
- в точке минимального пропускания, что обеспечивает режим модуляции с подавлением оптической несущей.

Кроме того, как и в радиотехнике, разработаны схемы однополосного ММЦ с подавлением оптической несущей, что, например, уменьшает влияние хроматической дисперсии волокна при передаче СВЧ-сигналов на значительные расстояния. Типичная структурная схема однополосного ММЦ, также получившего название двойного параллельного ММЦ, приведена на рис. 3 [1].

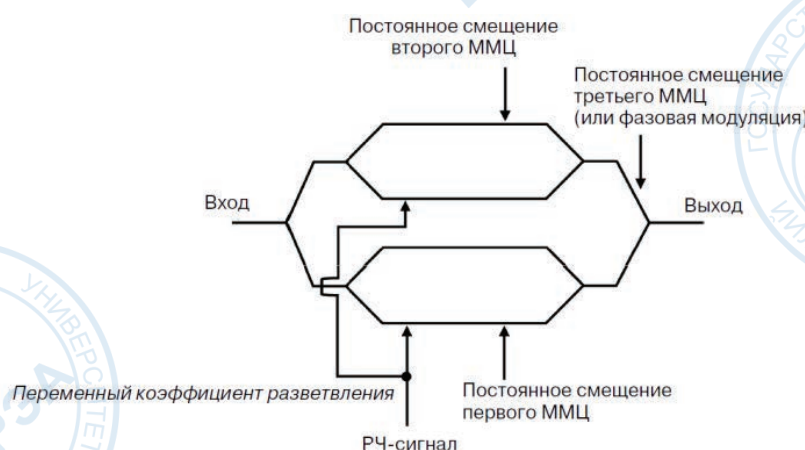


Рис. 3. Схема однополосного ММЦ.

Как следует из рис. 3, схема содержит три ИМЦ, причем два из них являются плечами третьего. Отметим, что условием подавления одной из боковых полос модуляции является прикладывание к первым двум ИМЦ переменных управляющих напряжений одинаковой амплитуды со сдвигом фаз на 90° и постоянного смещения в точку минимального пропускания их передаточной характеристики.

2. Нелинейная физическая эквивалентная модель двухполосного оптического модулятора

Поиск по отечественной и зарубежной периодике показал наличие физической эквивалентной модели оптического ММЦ на базе AWRDE, описанной более 10 лет назад в серии конференционных и журнальных публикаций научной группы из Политехнического университета Турина, Италия. Статья, обобщающая результаты разработки, приведена в [9]. В известной модели, наряду с четким эквивалентным представлением физики работы ММЦ, можно отметить следующие недостатки с точки зрения проектирования радиофотонных узлов комплексных РЭС:

- применение для реализации фазового модулятора функционального блока («черного ящика») с внешним математическим приложением;
- линейность модели;
- отсутствие в модели отдельного квазиоптического сигнала.

Таким образом, построение многопараметрической нелинейной эквивалентной модели ОМ на базе ИМЦ сохраняет свою актуальность и практическую значимость. Следуя данной цели, ранее нами была представлена модель ММЦ, реализованная в САПР AWRDE, средствами системного моделирования [10]. Основные недостатки этой модели:

- а) невозможность ее интеграции в схемотехнический («Schematic») раздел САПР AWRDE, предназначенный для моделирования РЧ-цепей на элементном и топологическом уровне;
- б) ограниченный функционал измерительных средств в системном разделе данного САПР;
- в) системная модель ММЦ требует для моделирования характеристик относительно большой ресурс машинного времени.

Поскольку в разделе «Schematic» AWRDE доступны широкие возможности для нелинейного моделирования микроволновых устройств с учетом различных видов планарных топологий и развитой элементной базы активных и пассивных компонентов при минимальных затратах машинного времени, то оптимальным подходом является разработка модели ММЦ в этом разделе САПР. Кроме того, для сохранения функциональных возможностей модели модулятора необходимо обеспечить его совместную работу в РЧ- и оптическом диапазонах.

Базовым элементом новой нелинейной модели ММЦ является фазосдвигающая ячейка (ФСЯ), ФЭС которой представлена на рис. 4. В схеме на вход библиотечной модели циркулятора CRC через библиотечную модель сумматора мощностей SPLIT2 подаются сигналы на радиочастоте (Вход 1) и на оптической частоте (Вход 2). При этом напряжение РЧ-сигнала управляет нелинейной емкостью библиотечной модели переменного конденсатора VRCTR, зависимость которой задается в табличной форме, изменяя вносимый фазовый сдвиг. На выходе циркулятора установлена библиотечная модель диплексера DPLEXF, выделяющая только составляющую на оптической частоте, модулированную по фазе.

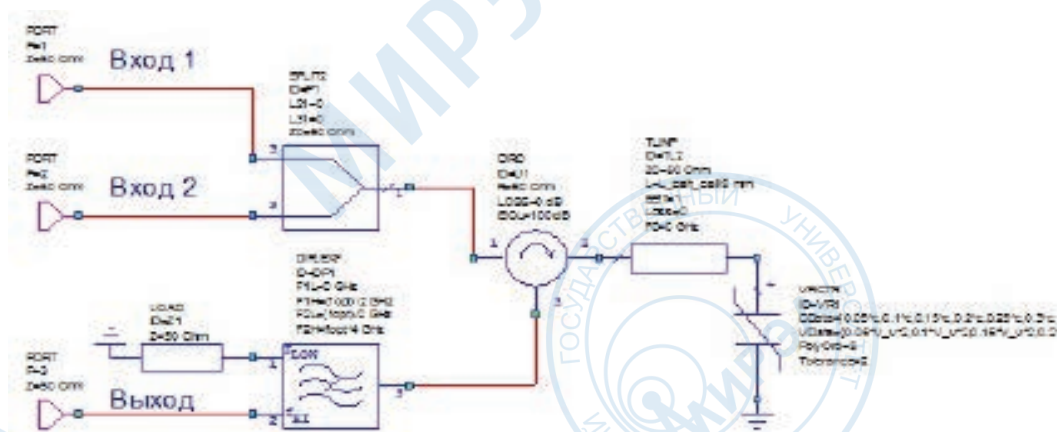


Рис. 4. Схема фазосдвигающей ячейки.

Анализ функционирования различных библиотечных элементов AWRDE показал, что оптимальным техническим решением при разработке схемы ФСЯ является использование данной модели управляемого напряжением конденсатора. Принцип работы такого элемента поясним на примере рис. 5, где рассмотрен режим работы линии передачи, нагруженной на емкостную нагрузку [11].

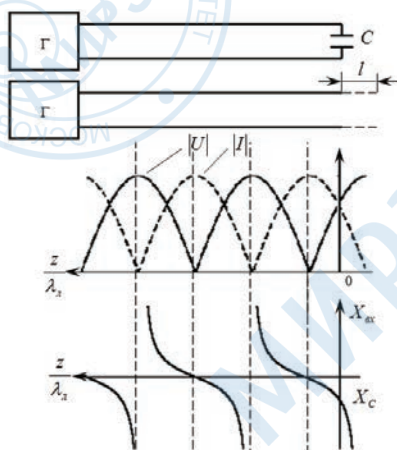


Рис. 5. Пояснение принципа работы фазосдвигающей цепочки.

На рис. 5 падающая со стороны генератора Γ волна полностью отражается от реактивной нагрузки и получает на ней набег фазы, который в распределениях напряжения и тока вызывает смещение пучности напряжения и узла тока из точки подключения нагрузки на величину, пропорциональную емкости нагрузки. Это эквивалентно увеличению длины линии передачи на величину l , определяемую по формуле:

$$l = \frac{1}{k} \arctg(\rho \omega C), \quad (3)$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число; ρ – волновое сопротивление линии передачи; λ – длина волны оптического излучения; $\omega = 2\pi f$ – оптическая круговая частота.

Из рис. 5 и формулы (3) следует:

- набег фазы kl в общем случае нелинейно зависит от емкости и является ее периодической функцией;
- допустимый диапазон изменения емкости ограничен относительно небольшим линейным участком изменения вносимой фазы kl и диапазоном изменения входного сопротивления линии передачи, нагруженной емкостью;
- для расширения пределов требуемого квазилинейного управления фазовым сдвигом, вносимым ФСЯ, необходимо использовать несколько последовательно включенных ФСЯ, работающих на линейном участке зависимости, определяемой (3).

В качестве иллюстрации на рис. 6 показаны расчетные зависимости сдвига фазы квазиоптического сигнала от управляющего напряжения при типичном значении $U_{\pi} = 4$ В для разной длины цепочки ФСЯ. С целью сравнения на том же рисунке приведена предельная линейная теоретическая зависимость (3). Из рис. 6 видно, что одна ФСЯ, кривая (1), обеспечивает примерную линейность управления сдвигом фаз квазиоптического сигнала

лишь в небольших пределах изменений фазы (около 90°). Увеличение числа последовательных ФСЯ до четырех, кривая (2), приводит к значительному (примерно до 300°) расширению квазилинейного участка фазовой характеристики.

На основе описанной выше схемы ФСЯ нами разработана показанная на рис. 7 ФЭС фазового модулятора (ФМ) в плече ММЦ (рис. 2). Модель ФМ является нелинейной в соответствии с проведенным рассмотрением (рис. 6). В модуляторе количество ячеек увеличено до 4 для обеспечения квазилинейной перестройки вносимого сдвига фаз в пределах более 180° , типично требуемого для работы ММЦ радиопотонного узла (рис. 1). Результирующий фазовый сдвиг формируется в фазовом модуляторе как алгебраическая сумма сдвигов фаз, полученных в каждой из ячеек, поскольку сигнал на оптической частоте последовательно проходит через все ФСЯ.

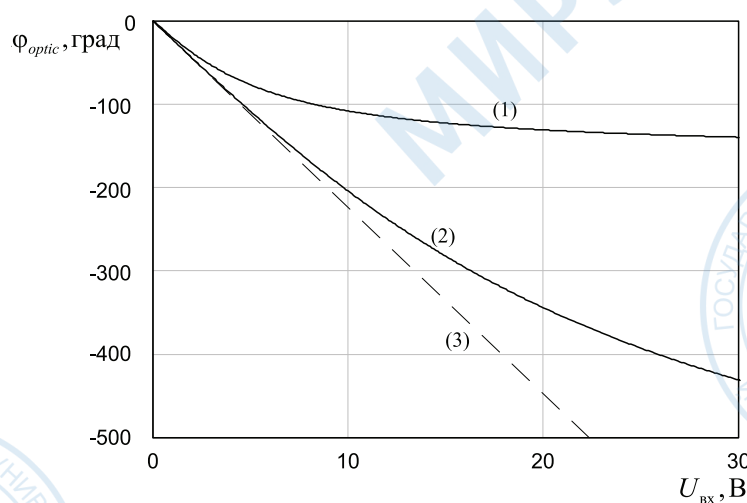


Рис. 6. Зависимость сдвига фазы квазиоптического сигнала от управляющего напряжения:

(1) – одна ФСЯ; (2) – 4 ФСЯ; (3) – линейная теоретическая зависимость $\Delta\varphi = U_{\text{вх}} \frac{180}{U_{\pi}}$.

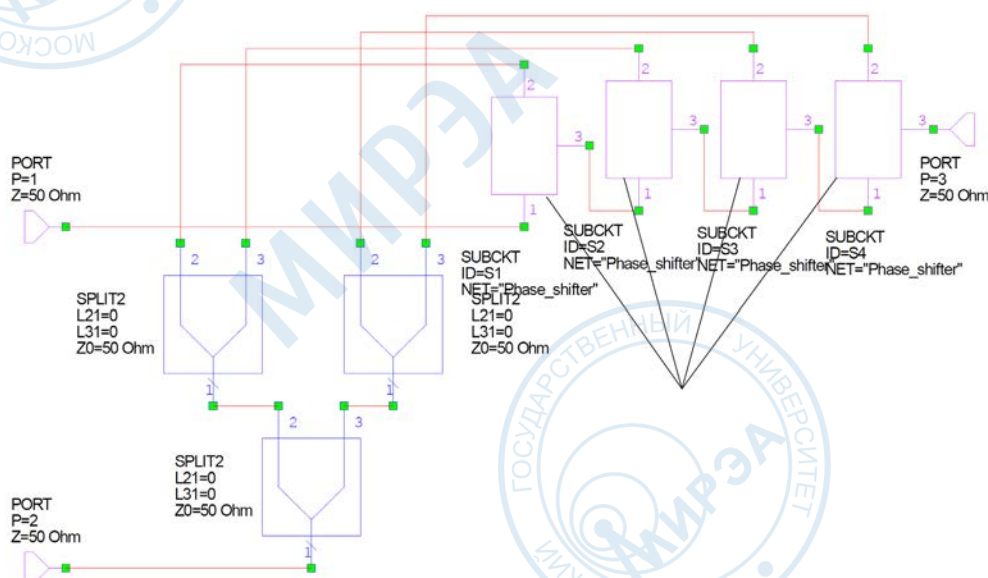


Рис. 7. Модель фазового модулятора на четырех фазосдвигающих ячейках.

На основании описанных выше входящих схем разработана результирующая ФЭС ММЦ, вариант которой с ФМ в каждом из двух плеч ИМЦ (рис. 2) представлен на рис. 8.

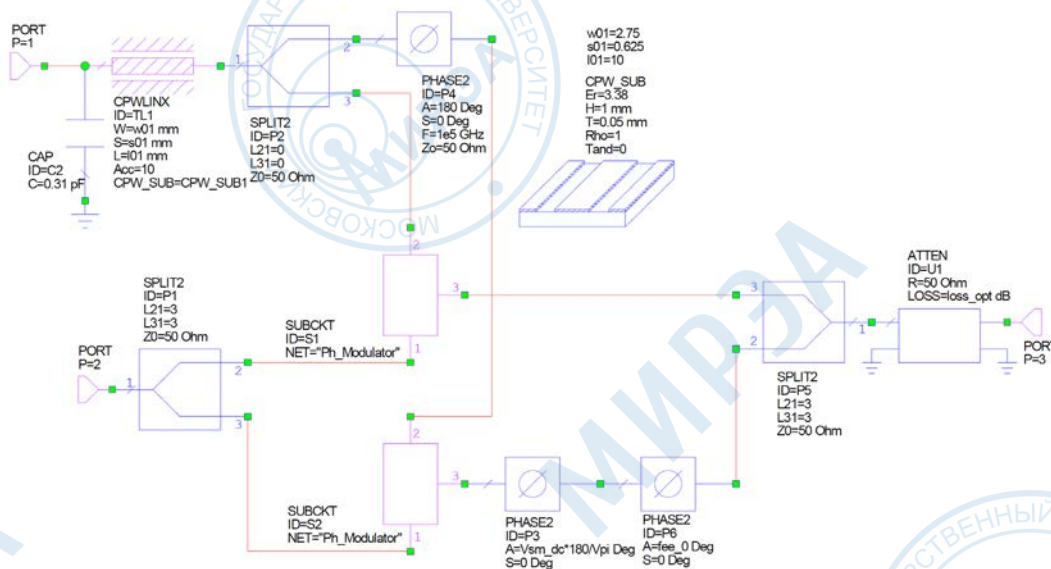


Рис. 8. Эквивалентная нелинейная электрическая модель ММЦ.

В схеме разнополярность модулирующих напряжений для двух ФМ ММЦ обеспечивается библиотечной моделью фазовращателя ФВ1. Рабочая точка на передаточной характеристике ММЦ задается постоянным напряжением смещения $U_{см}$, значение которого в модели пересчитывается с учетом заданного половолнового напряжения U_{π} в сдвиг фаз фазовращателя ФВ2 φ_{ps2} по формуле $\varphi_{ps2} = U_{см} \frac{180}{U_{\pi}}$, град. Назначение моделей фазовращателя ФВ3 и аттенюатора АТТЕН на выходе схемы состоит в калибровке передаточной характеристики ММЦ в ходе экспериментальной верификации. Аттенюатор определяет потери, вносимые по оптическому сигналу в тракте модулятора, а ФВ3 – сдвиг передаточной характеристики ММЦ по оси управляющего напряжения, определяемый задержкой оптического сигнала в тракте модулятора. Для анализа характеристик ММЦ в радиочастотном диапазоне к выходу его схемы (Port 3) подключается модель фотодетектора [5] (не показана на рис. 8). Учет сосредоточенной входной емкости модулятора по управляющему входу и распределенной электромагнитной связи между СВЧ и оптическим полями осуществляется при помощи библиотечных моделей CAP постоянного конденсатора и копланарной СВЧ-линии передачи CPWLINK, размеры и взаимоположение проводников и параметры которой соответствуют реальному ММЦ. Оба этих элемента определяют полосу модуляции ММЦ. Остальные входящие элементы рассмотрены при описании схемы на рис. 4.

На рис. 9 показаны результаты численного моделирования передаточной характеристики разработанной модели ММЦ после калибровки по паспортным данным (половолновое напряжение, начальная фаза, полоса модуляции и т.д.) серийного ММЦ типа MXER-LN, Photline Technologies, Франция и экспериментальная характеристика данного прибора. Высокая степень совпадения свидетельствует о корректности разработанной модели ММЦ.

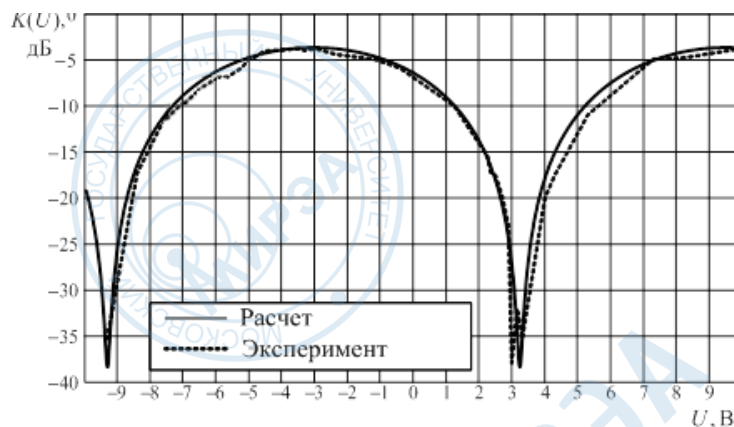
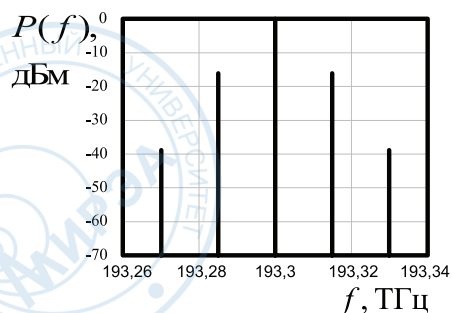
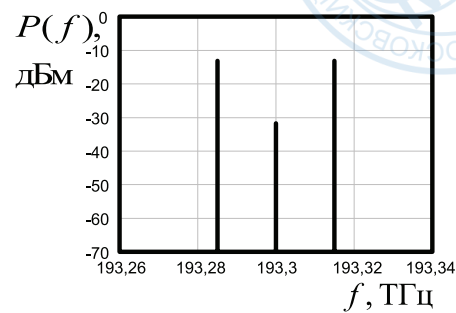


Рис. 9. Теоретическая и экспериментальная передаточные характеристики ММЦ.

Для верифицированной модели проведены модельные эксперименты по исследованию спектра выходного сигнала ММЦ при подаче оптического сигнала частотой 193.3 ТГц, модулирующего РЧ-сигнала 15 ГГц и разных напряжениях постоянного смещения (рис. 10), обеспечивающих различные режимы работы ММЦ: без подавления ($U_{см} = 0.5U_{\pi}$) и с подавлением ($U_{см} = U_{\pi}$) оптической несущей. Как видно из рис. 10, при смещении $U_{см} = U_{\pi}$ подавление несущей осуществляется более, чем на 30 дБ, что соответствует паспортным данным для ММЦ вышеуказанного типа.



а



б

Рис. 10. Расчетные спектры оптического сигнала на выходе ММЦ при $U_{см} = 0.5U_{\pi}$ (а) и $U_{см} = U_{\pi}$ (б).

Важным отличием разработанной модели ММЦ является ее нелинейность, влияние которой на динамические характеристики ММЦ в режиме большого сигнала в радиофотонике обычно характеризуется путем определения двух параметров [1]:

1. Мощности по управляющему входу ММЦ $P_{-1дБ}$ при компрессии характеристики передачи радиофотонного узла (в схеме рис. 1 – это разность в дБ между мощностями в дБм на выходе и входе РЧ-сигнала) на 1 дБ при однотональном воздействии;
2. Так называемой входной точки пересечения третьего порядка $IP3$, которая определяется по идеализированным характеристикам передачи радиофотонного узла на основной модулирующей частоте и на частоте интермодуляционных искажений третьего порядка (ИМИЗ) при двухтональном воздействии на управляющем входе ММЦ.

Отметим, что эти ключевые параметры качества невозможно рассчитать с помощью любой оптической САПР, а в AWRDE модельные эксперименты по их определению выполняются путем однокнопочной операции.

Экспериментальная проверка вышеуказанных параметров нелинейности осуществлялась с помощью установки, схема которой соответствует приведенной на рис. 1. В качестве ПЛИ использовали лазер С-диапазона с узкой линией излучения модели PS-NLL производства TeraXion, Канада, в качестве ФД – фотодиод с полосой 75 ГГц модели XPDV3120R производства Finisar, США. Испытывали тот же ММЦ модели MXER-LN. Модельные и реальные эксперименты выполняли в одинаковых режимах при подаче на оптический вход модулятора немодулированного сигнала мощностью порядка 50 мВт на частоте 193.3 ТГц, а на управляющий вход ММЦ – один гармонический РЧ-сигнал частотой 15 ГГц при анализе $P_{-1\text{дБ}}$ или два гармонических РЧ-сигнала частотами 14.95 и 15.05 ГГц при анализе $ИПЗ$. В обоих случаях диапазон изменения мощностей входных РЧ-сигналов соответствовал -15...15 дБм в расчете и -15...10 дБм в эксперименте. Постоянное смещение испытываемого ММЦ устанавливали в квадратурной точке передаточной характеристики (2.5 В на рис. 9).

Результаты расчета (а) и эксперимента (б) интермодуляционных искажений третьего порядка при мощности сигналов на управляющем входе ММЦ 10 дБм представлены на рис. 11. Как следует из рис. 11, расчетный коэффициент интермодуляционных искажений получился на уровне 36.5 дБ, а экспериментальный – 35.2 дБ, что свидетельствует о корректности разработанной модели не только при постоянном смещении (рис. 9), но и при

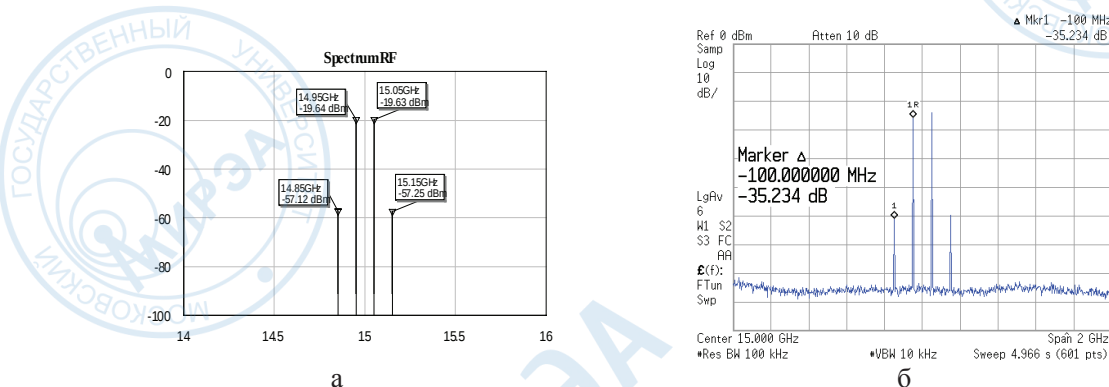


Рис. 11. Интермодуляционные характеристики исследуемого ММЦ.

На рис. 12 показаны обобщающие результаты моделирования (сплошные линии) и экспериментального исследования (пунктирные линии) нелинейных искажений ММЦ с учетом влияния фотодетектора.

Рассчитанный на базе рис. 12 уровень $ИПЗ$ составил примерно 28 дБм, экспериментально определенный – 24 дБм. Рассчитанная точка компрессии коэффициента передачи $P_{-1\text{дБ}}$ приблизительно равна 14 дБм, определенная экспериментально – около 12 дБм.

3. Нелинейная физическая эквивалентная модель однополосного оптического модулятора

В развитие описанной в разделе 2 модели двухполосного ММЦ на основе структурной схемы на рис. 3 реализована модель однополосного ММЦ (ОПММЦ) в виде ФЭС,

показанной на рис. 13. В схеме в соответствии с рис. 3 функции двух внутренних ИМЦ реализуются с помощью моделей, описанных в разделе 2.

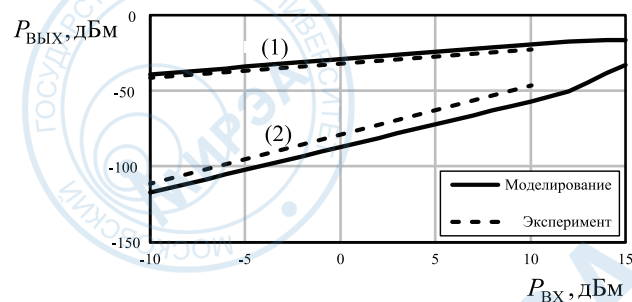


Рис. 12. Расчетные и экспериментальные характеристики передачи ММЦ в режиме большого сигнала по основной гармонике (1) и по интермодуляционным искажениям третьего порядка (2) на частоте модуляции в районе 15 ГГц.

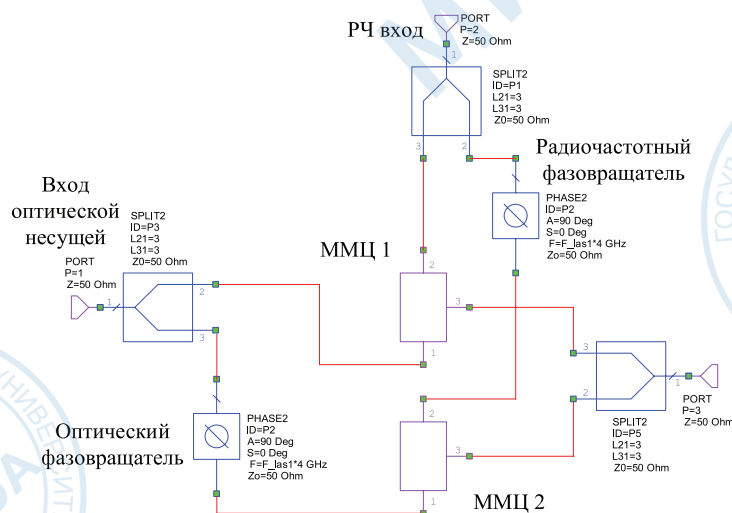


Рис. 13. Модель однополосного ЭОММЦ в САПР AWRDE.

Для внесения требуемого дополнительного фазового сдвига в оптическом тракте использована библиотечная модель фазовращателя PHASE2. Такая же модель применена для регулировки сдвига фаз входных РЧ-сигналов, что приводит к подавлению несущей и верхней либо нижней боковой полосы.

Пример модельного эксперимента с подавлением нижней боковой полосы приведен на рис. 14, где показаны спектры сигнала на выходе ОПММЦ при двухтональном модулирующем РЧ-сигнале (14.95 и 15.05 ГГц) и напряжениях постоянного смещения в квадратурной точке без подавления несущей (а) и в точке минимального пропускания с подавлением несущей и боковой полосы (б). Из рис. 14 видно, что модулятор подавляет оптическую несущую на 35 дБ, а нижнюю боковую полосу – на 80 дБ.

Заключение

Разработана нелинейная физическая эквивалентная модель двухполосного электрооптического модулятора Маха-Цандера в программной среде проектирования СВЧ-цепей NI AWR Design Environment. Основные преимущества разработанной модели заключаются в следующем:

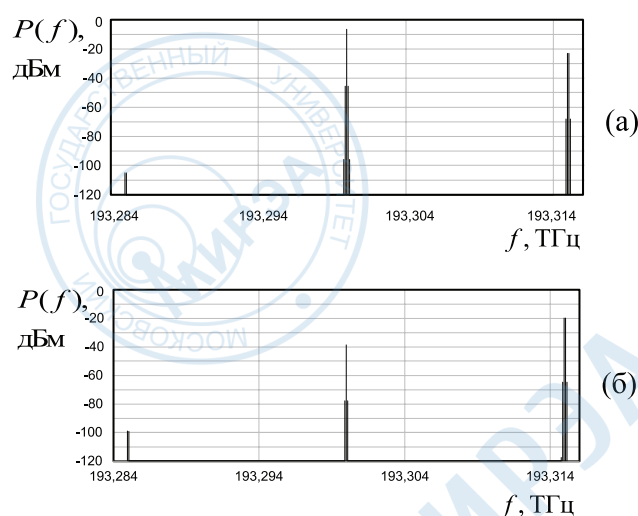


Рис. 14. Спектр сигнала на выходе однополосного оптического модулятора при двухтональном модулирующем РЧ-сигнале при $U_{\text{см}} = 0.5U_{\pi}$ (а) и $U_{\text{см}} = U_{\pi}$ (б).

- по сравнению с известной моделью [9]: реализовано совместное использование квазиоптических сигналов и радиосигналов и при моделировании не требуется применения внешних библиотек;
- по сравнению с известной моделью [10]: динамичность управления, возможность сопряжения в радиоканале с радиочастотными схемами и топологиями, линейное и нелинейное моделирование, небольшое машинное время расчета, что особенно важно при комплексном расчете сложных схем – таких, как радиофотонное диаграммообразующее устройство [12];
- модель полностью реализована на библиотечной элементной базе AWRDE.

В развитие модели ММЦ впервые предложена и предварительно исследована с помощью AWRDE нелинейная физическая эквивалентная модель однополосного электрооптического модулятора, содержащего три интерферометра Маха-Цандера.

В ходе модельных экспериментов проанализированы статические и динамические характеристики моделей в режиме большого сигнала при управлении СВЧ-сигналами Ку-диапазона. Проведенная экспериментальная верификация подтвердила корректность разработанных моделей.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, грант офи_м № 14-29-08141.

Литература:

1. Урик В.Д., МакКинни Д.Д., Вилльямс К.Д. Основы микроволновой фотоники / Пер. с англ. под ред. С.Ф. Боева, А.С. Сигова. М.: Техносфера, 2016. 376 с.
2. Белкин М.Е., Кудж С.А., Сигов А.С. Новые принципы построения радиоэлектронной аппаратуры СВЧ-диапазона с использованием радиофотонной технологии // Российский технологический журнал. 2016. Т. 4. № 1 (10). С. 4–20.
3. Fundamentals of Nonlinear Behavioral Modeling for RF and Microwave Design / Ed. by J. Wood and D.E. Root. Artech House, Inc., 2005. 221 pp.

4. Belkin M.E., Iakovlev V. Microwave-band circuit-level semiconductor laser modeling. 9th european modelling symposium on mathematical modelling and computer simulation // EMS2015. Madrid, Spain, 6–8 October 2015. P. 443–445.
5. Belkin M. E., Sigov A.S. Circuit-level large-signal modeling of microwave bandwidth photodetector // Int. Conf. on Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA 2015. Torino, Italy, 7–11 September, 2015. P. 1587–1589.
6. Белкин М.Е. Устройства линейного тракта телекоммуникационных ВОСП: учебное пособие. М.: МИРЭА, 2012. 64 с.
7. Зайдель А.Н., Островская Г.В., Островский Ю.И. Техника и практика спектроскопии. М.: Наука, 1976. 392 с.
8. RF Photonic Technology in Optical Fiber Links / Ed. W.S.C. Chang. Cambridge University Press, 2002. 423 p.
9. Pirola M., Cappelluti F., Giarola G., Ghione G. Multisectional modeling of high-speed electrooptic modulators integrated in a microwave circuit CAD environment // J. Lightwave Technol. 2003. V. 21. № 12. P. 2989–2996.
10. Тыщук Ю.Н., Головин В.В. Применение модели электрооптического модулятора Маха-Цандера в оптической диаграммообразующей схеме антенной решетки // Матер. 25-й Междунар. Крымской конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015). Севастополь, 6–12 сентября 2015. Т. 1. С. 1031–1032.
11. Попов В.П. Основы теории цепей. М.: Высшая школа, 1985. 496 с.
12. Belkin M.E., Sigov A.S., Tyschuk Y., Golovin V. Comparison of RF photonics-based beam formers for super-wide bandwidth phased array antennas // IEEE RADIO Conference (RADIO2016). Reunion Island, 10–13 October 2016. P. 1–2.