

ОПТОВОЛОКОННАЯ СИСТЕМА ФОРМИРОВАНИЯ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ПРИЕМНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ ВОЛНОВОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ И ХРОМАТИЧЕСКОЙ ДИСПЕРСИИ ВОЛОКНА

© 2015 г. С. И. Иванов, канд. физ.-мат. наук; А. П. Лавров, доктор физ.-мат. наук;
И. И. Саенко, канд. физ.-мат. наук

Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, Санкт-Петербург

E-mail: lavrov@cef.spbstu.ru

Рассмотрена диаграммоформирующая система для широкополосной (мгновенная полоса частот более 10 ГГц) приемной антенной решетки. Она выполнена на основе коммерчески доступных элементов. Работа системы основана на независимой модуляции излучения лазеров (число лазеров равно числу антенн в решетке) принимаемыми сверхчастотными сигналами, волновом мультиплексировании и последующем направлении излучения всех лазеров в единое одномодовое волокно переключаемой длины. Приведены методика и результаты расчета основных рабочих характеристик системы: передаточной характеристики, динамического диапазона, отношения сигнал/шум. Обсуждаются результаты экспериментальных исследований составной части системы – аналоговой волоконно-оптической линии передачи сверхчастотных сигналов.

Ключевые слова: радиопотоника, волоконно-оптическая линия, волновое мультиплексирование, диаграммоформирующая система, временные задержки, фазированная антенная решетка, динамический диапазон, отношение сигнал/шум.

Коды OCIS: 060.2360, 060.5625, 070.1170, 280.5110.

Поступила в редакцию 10.07.2014.

Введение

Оптические и особенно волоконно-оптические технологии и компоненты современной фотоники привлекают в последнее время внимание исследователей и разработчиков многих специализированных систем, в том числе систем формирования диаграмм направленности широкополосных фазированных антенных решеток (ФАР) [1–14].

При работе ФАР в приемном режиме диаграммоформирующие системы (ДФС) должны выполнять сложение многих (десятки, сотни) сверхчастотных (СВЧ) сигналов, принимаемых антенными элементами, и осуществлять компенсацию временных задержек между ними, вызванных геометрической разностью хода при различных наклонах фазового фронта радиоволн, приходящих на антенную решетку. Традиционно в ФАР для диаграммоформирования применяются управляемые фазовращатели, преобразующие временные задержки в фазовые

сдвиги. В последнее время в связи с потребностью применения широкополосных и сверхширокополосных сигналов с частотным диапазоном в несколько октав (например 1–10 ГГц) особый интерес вызывают компенсаторы задержек, работающие именно во временной области, т.е. реализующие принцип ТТД (true-time-delay). Реализация принципа ТТД позволяет устранить искажения диаграммы направленности, возникающие в системах с компенсацией фаз при широкополосных сигналах и больших углах сканирования диаграммы направленности ФАР.

Устройства ТТД в электронном исполнении имеют такие недостатки, как высокие потери и дисперсию в линиях передачи (полосковые линии, волноводы). Следовательно, они характеризуются ограниченными полосами рабочих частот. Для них также характерны большие габариты и масса. Устройства ТТД в оптическом исполнении осуществляют модуляцию интенсивности оптического излучения СВЧ сигналами, последующую обработку полученных

оптических сигналов и их обратное преобразование в СВЧ диапазон. При использовании оптических несущих рабочая полоса частот значительно расширяется и достигает 40 и более ГГц. ДФС на основе ТТД и элементов аналоговой фотоники обладают такими достоинствами, как отсутствие электромагнитных помех (как внешних, так и взаимных) малые размеры и массу, гибкость компоновки, низкие потери при передаче сигнала на значительные расстояния.

Исследователями предлагаются разнообразные принципы построения оптических ДФС на основе ТТД с использованием специальных элементов, например, волоконных отражающих брэгговских решеток, интегрально-оптических элементов задержки и фазовых сдвигов с кольцевыми резонаторами, многоволновых или перестраиваемых лазеров, фотонно-кристаллических волокон и др. [4–14]. При этом в ДФС применяются широко представленные на рынке стандартные элементы и узлы аналоговой фотоники (радиофотоники), а также аналоговых волоконно-оптических линий связи (ВОЛС), в том числе линий с использованием технологии волнового мультиплексирования DWDM (dense wavelength division multiplexing).

В результате анализа опубликованных в литературе технических решений ДФС [4–14], проведенного с целью определения решений, в которых максимально используются стандартные элементы, представленные на рынке, нами был предложен свой вариант построения ДФС [15]. В его основу было положено использование набора оптических несущих, соответствующих частотному плану ITU (стандарт Международного телекоммуникационного союза), распространяющихся после мультиплексирования по общему одномодовому волокну, длина которого изменяется путем переключения его отрезков. В таком варианте ДФС временные задержки формируются за счет хроматической дисперсии кварцевого волокна в области его 3-го окна прозрачности.

Диаграммоформирующая система для линейной ФАР

Структурная схема рассматриваемой ДФС для линейной приемной антенной решетки приведена на рис. 1. Она основана на структуре, предложенной в работе [12], и отличается от нее возможностью применения в приемной ФАР. Для линейной ФАР с N элементами (A_i) в ДФС используется излучение N лазеров с различными,

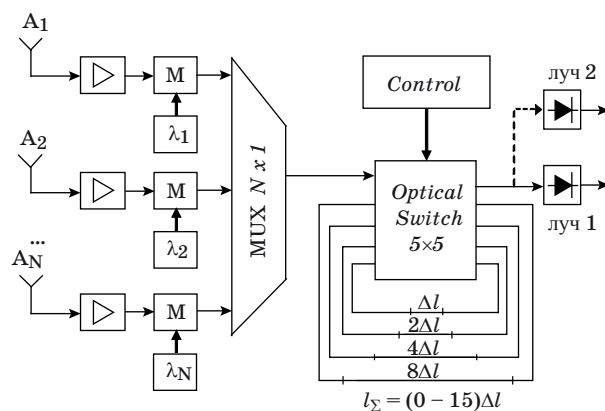


Рис. 1. Структурная схема ДФС с использованием дисперсии волокна для фазирования СВЧ сигналов от антенных элементов ФАР.

но постоянными длинами волн, эквидистантно расположенными на шкале электромагнитных волн с шагом $\Delta\lambda$. Общая полоса оптического сигнала составляет $(N - 1)\Delta\lambda$. После независимой модуляции принимаемыми широкополосными СВЧ сигналами (элементы схемы М) промодулированные по интенсивности оптические несущие объединяются в одно общее волокно мультиплексором (элемент MUX $N \times 1$) и поступают в модуль выравнивания временных задержек. В этом модуле с помощью переключателя $m \times m$ (элемент Optical Switch) и $(m - 1)$ отрезков волокна, длины которых изменяются в геометрической прогрессии $1\Delta\lambda, 2\Delta\lambda, 4\Delta\lambda, \dots$, регулируется суммарная длина l_2 волоконной линии задержки.

Взаимная временная задержка между СВЧ сигналами формируется за счет хроматической дисперсии D волокна. Временная задержка T_i волны в i -м канале относительно задержки волны 1-го “опорного” канала линейно зависит от разности длин волн $(i - 1)\Delta\lambda$ между ними и установленной длины l_2 волокна: $T_i = D(i - 1)\Delta\lambda l_2$, при этом шаг изменения задержки составляет $T_{i \min} = D(i - 1)\Delta\lambda \Delta\lambda$.

После модуля задержек суммарное излучение всех длин волн (с требуемыми задержками их СВЧ огибающих) поступает на фотодетектор, выходной сигнал которого представляет собой принимаемый всей решеткой СВЧ сигнал, соответствующий одному угловому положению остронаправленной диаграммы направленности (лучу) ФАР.

Требуемые длины отрезков волокна и количество (m) позиций переключателя определяются параметрами антенной решетки, диапазоном и шагом сканирования луча. Так, например,

для ФАР, работающей в 10 ГГц диапазоне с полуволновым расстоянием между ее элементами, при 60-градусном диапазоне сканирования ($\pm 30^\circ$ от нормали к линии расположения элементов антенны) и шаге сканирования луча 4° , диапазон относительных задержек сигналов в соседних каналах составит ± 25 пс. Количество ступеней задержек в этом случае будет равно 16, а шаг их изменения 3,1 пс. При использовании шага длин волн лазеров $\Delta\lambda = 0,8$ нм (из волнового плана ITU) минимальная длина Δl отрезка стандартного волокна будет равна примерно 220 м, а максимальная длина линии задержки, равная $15\Delta l$, составит около 3,2 км.

В ДФС используется стандартное одномодовое волокно типа SMF-28 с дисперсией D около 17 пс/(нм×км) на длине волны 1550 нм. Применение специальных волокон DCF (dispersion compensating fiber), имеющих большую отрицательную дисперсию (D на длине волны 1550 нм равна 100–200 пс/(нм×км) и более), дает снижение длин отрезков волокна на порядок.

Рассматриваемая ДФС характеризуется следующими преимуществами. Во-первых, в ней отсутствует необходимость перестройки лазеров по длине волны, что повышает стабильность параметров их излучения. Кроме того, это позволяет использовать лазерные модули из стандартных элементов волоконно-оптических систем, реализующих технологию спектрального уплотнения DWDM с шагом 0,4 или 0,8 нм. Во-вторых, возмущающие факторы, воздействующие в системе на каскад временных задержек, действуют одновременно на несущие сигналы всех длин волн, что повышает стабильность взаимных задержек между каналами. В-третьих, рассматриваемая схема ДФС может быть адаптирована для обеспечения режима работы ФАР с несколькими лучами. Полоса частот ДФС может превышать 12 ГГц, а коммутация в переключателе может производиться за время, меньшее микросекунды.

Потенциальные возможности применения предложенной ДФС для приемных ФАР во многом определяются ее чувствительностью и динамическим диапазоном. Поэтому нами в рамках подхода, приведенного в работе [16], была разработана методика и проведены расчеты основных рабочих характеристик ДФС: передаточной характеристики, динамического диапазона, отношения сигнал/шум на выходе ДФС и их зависимостей от параметров используемых элементов и узлов.

Расчет рабочих характеристик ДФС

Преобразование сигнала в основных элементах ДФС

В работах, посвященных исследованию рабочих характеристик ДФС, анализ проводится для обобщенных схем, конфигурация которых и методы расчета не позволяют использовать полученные результаты для определения параметров рассматриваемых нами конкретных схем ДФС. Например, в работах [16, 17] расчет ведется при заданной глубине модуляции в электрооптическом модуляторе и без учета вклада шумов выходного СВЧ усилителя фотоприемника. Влияние нелинейных свойств элементов тракта ДФС на преобразование шумового сигнала не рассматривается.

В нашей работе изложение методики расчета рабочих характеристик ДФС и анализ результатов проводятся применительно к функциональной схеме ДФС, приведенной на рис. 2. Она соответствует структурной схеме на рис. 1 и применима к другим рассматриваемым нами ДФС для приемных широкополосных ФАР. Схема отражает преобразования сигналов в радио- и оптических компонентах ДФС. Основное внимание уделено преобразователям “радио – оптика” – электрооптическому модулятору и “оптика – радио” – фотоприемнику, поскольку модулятор имеет нелинейную модуляционную характеристику, а фотоприемник является источником нескольких видов дополнительных шумов и рассматривается как квадратичный фотоприемник без насыщения.

В ДФС используются интегрально-оптические модуляторы на основе интерферометра

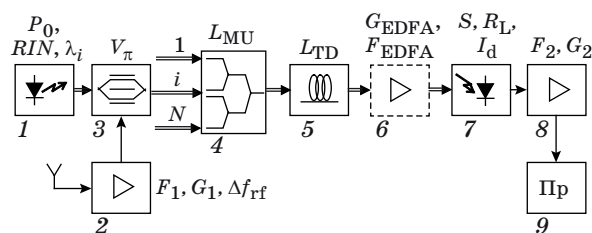


Рис. 2. Функциональная схема ДФС: 1 – лазеры, 2 – входные СВЧ усилители, 3 – интегрально-оптические модуляторы Маха–Цендера, 4 – мультиплексор, 5 – модуль выравнивания временных задержек, 6 – оптический усилитель, 7 – фотодетектор, 8 – выходной СВЧ усилитель, 9 – СВЧ приемник последующей обработки сигналов; одинарной линией отмечен тракт передачи СВЧ сигналов, двойной линией – оптических.

Маха–Цендера (МЦМ), осуществляющие амплитудную модуляцию интенсивности излучения лазеров входным СВЧ радиосигналом (1, 2, 3 на рис. 2). Нами рассматривается классическая модуляционная характеристика МЦМ в виде $0,5[1 + \cos(\Delta\varphi)]$, где $\Delta\varphi$ – относительный фазовый сдвиг волн в плечах интерферометра. При выборе “квадратурного” положения рабочей точки ($\Delta\varphi = \pi/2$) модулятора за счет подачи на него постоянного напряжения смещения $V_{dc} = V_{\pi dc}/2$ переменный компонент мощности P_{0ac} модулированного оптического сигнала связан с входным радиосигналом функцией синуса. При описании преобразования сигналов в МЦМ используются следующие параметры: P_{in1} – мощность входного информационного (полезного) СВЧ сигнала, P_{in2} – мощность входного СВЧ шума в рабочей полосе частот Δf_{rf} , L_M – потери оптической мощности в МЦМ, P_0 – мощность немодулированной оптической несущей на входе модулятора в i -м канале ДФС на длине волны λ_i , R_0 – волновое сопротивление СВЧ тракта (на входе и выходе ДФС), обычно $R_0 = 50$ Ом, $V_{\pi rf}$ и $V_{\pi dc}$ – характеристические напряжения модулятора по радиочастоте и постоянному напряжению смещения соответственно.

Таким образом, выражения для переменного P_{0ac} и постоянного P_{0dc} компонентов мощности модулированного оптического сигнала имеют вид:

$$\begin{aligned} P_{0ac}(t) &= P_{0dc} \sin[m_{rf}(t)], \\ m_{rf}(t) &= \pi[V_s(t) + V_n(t)] / V_{\pi rf}, \\ P_{0dc} &= (L_M P_0) / 2. \end{aligned} \quad (1)$$

Здесь $V_s(t)$ и $V_n(t)$ – напряжения на входе модулятора информационного СВЧ сигнала и шума соответственно, m_{rf} – коэффициент модуляции. Для практических приложений рассмотрим случай, когда $V_s(t)$ является гармоническим радиосигналом с амплитудой V_s и несущей частотой f_0 , а случайный процесс $V_n(t)$ – усиленный тепловой шум приемных элементов ФАР (A_1 на рис. 2), который может быть представлен моделью белого гауссового шума. С учетом потерь радиосигнала в модуляторе, цепи согласования импедансов и собственного шума входного СВЧ усилителя, увеличивающих входной шум P_{in2} , можно записать как

$$P_{in2} = kT \int_0^{\Delta f_{rf}} G_1 [F_1(f) + x(f) / G_1] df,$$

$$P_{in1} = G_1 P_A = (V_s^2 / 2R_0) \sin^2(2\pi f_0 t), \quad (2)$$

где P_A – мощность полезного сигнала на выходе приемного элемента ФАР с шумовой температурой T , k – постоянная Больцмана, $F_1(f)$ – коэффициент шума СВЧ усилителя как функция частоты, а G_1 – его коэффициент усиления. Параметр $x(f)$ определяет собственные шумы модулятора, зависит от его внутренней структуры и имеет пределы изменения от 0 до 1 [17]. При расчетах значение данного параметра выбиралось равным 0,5.

Проведем статистическое усреднение переменного компонента $P_{0ac}(t)$, учитывая нормальное распределение входного шума [18] и используя формулу разложения синуса в ряд по функциям Бесселя $J_k(\alpha)$ первого рода k -го порядка [19]

$$\begin{aligned} M\{P_{0ac}(t)\} &= P_{0dc} \exp(-\beta^2 / 2) \sin[\alpha \sin(2\pi f_0 t)] = \\ &= 2P_{0dc} \exp(-\beta^2 / 2) \times \\ &\times \sum_{k=1}^{\infty} J_{2k-1}(\alpha) \sin[2\pi(2k-1)f_0 t] = P_{0s}(t), \end{aligned} \quad (3)$$

где аргументы функции Бесселя и экспоненты определяются как

$$\alpha = \pi \sqrt{2R_0 P_{in1}} / V_{\pi rf}, \quad \beta^2 = \pi^2 P_{in2} R_0 / (V_{\pi rf})^2,$$

а $M\{.. \}$ – оператор статистического усреднения.

Формула (3) позволяет рассчитать полезный (детерминированный) компонент мощности $P_{0s}(t)$ оптического сигнала на входе мультиплексора (4 на рис. 2). Согласно (3) нелинейность модулятора приводит к многочастотному отклику, содержащему нечетные гармоники входного радиосигнала при точной настройке напряжения смещения на квадратурную рабочую точку [20]. Соотношение (3) указывает также на эффект подавления гармоник полезного сигнала входным шумом (экспоненциальный множитель), что ранее в приведенной литературе не рассматривалось. Однако такой учет подавления гармоник необходим при малом входном отношении сигнал/шум и большом коэффициенте усиления G_1 , что может выполняться в условиях применения ФАР. Из соотношения (3) определим основную $P_{0s1}(t)$ и, например, третью $P_{0s3}(t)$ гармоники в оптическом сигнале

$$\begin{aligned} P_{0s1}(t) &= 2P_{0dc} \exp(-\beta^2 / 2) J_1(\alpha) \sin(2\pi f_0 t), \\ P_{0s3}(t) &= 2P_{0dc} \exp(-\beta^2 / 2) J_3(\alpha) \sin(6\pi f_0 t). \end{aligned} \quad (4)$$

Для дальнейшего расчета статистических характеристик ДФС необходимо определить случайный (шумовой) компонент P_{0n} выходного сигнала МЦМ – среднеквадратическое отклонение мощности $P_{0ac}(t)$ оптического сигнала

$$P_{0n} = \sqrt{\left\langle M \left\{ P_{0ac}^2(t) \right\} - (P_{0s})^2 \right\rangle},$$

где угловые скобки означают усреднение по времени.

Используя те же предположения и методы усреднения, которые были применены при выводе соотношения (3), получим формулу, определяющую P_{0n} ,

$$P_{0n} = \left(P_{0dc} / \sqrt{2} \right) \times \left\{ \left[1 - \exp(-\beta^2) \right] \left[1 + \exp(-\beta^2) J_0(2\alpha) \right] \right\}^{1/2}. \quad (5)$$

При сделанных предположениях выражение во вторых квадратных скобках является медленно меняющейся функцией аргументов P_{in1} и P_{in2} . Приблизительно значения этой функции можно считать равными 2. Необходимо отметить, что при малой глубине амплитудной модуляции ($m_{RF} \ll 1$) режим работы модулятора становится линейным по входному напряжению СВЧ сигнала и полученные выражения (3) и (5) асимптотически переходят в известные результаты других работ [16, 17, 20]. Однако при возрастании мощности входного сигнала P_{in1} (параметра α) и шума P_{in2} (параметра β) модулятор становится существенно нелинейным устройством с разными передаточными характеристиками для полезного (детерминированного) сигнала и для шума.

После модулятора оптическое излучение поступает на мультиплексор, затем на модуль временных задержек (4 и 5 на рис. 2). В аналитической модели преобразования сигнала в тракте ДФС передаточные функции мультиплексора и модуля задержек учитывают соответственно потери L_{MUL} и L_{TD} в каждом канале ДФС. Зависимость потерь L_{MUL} от числа мультиплексируемых каналов N можно учесть введением эмпирического коэффициента γ , который определяется паспортными данными устройства: $L_{MUL}(N) = L_{MUL}(N_0) + \gamma \log_2(N/N_0)$, где N_0 – нормировочная величина для числа каналов мультиплексора. Суммарные потери волоконно-оптического тракта каждого канала ДФС составят $L_{\Sigma}(N) = L_{MUL}(N) + L_{TD}$.

В схемах ДФС с большими потерями L_{MUL} и L_{TD} необходимо устанавливать оптические уси-

лители (6, рис. 2), например усилители с активным волокном, легированным эрбием (EDFA – erbium doped fiber amplifier). Однако применение усилителей характеризуется проявлением нелинейности – зависимости коэффициента усиления $G_{EDFA}(P_{in})$ от входной мощности P_{in} – и наличием спонтанной эмиссии, которая создает дополнительные компоненты шума в общем уровне шума тока фотоприемника [21]. Как показали проведенные нами расчеты с учетом этих факторов, использование оптического усилителя может существенно снизить динамический диапазон ДФС, являющийся важнейшим показателем широкополосных приемных систем. Поэтому при выборе перспективной схемы ДФС предпочтение отдавалось схемам с малыми оптическими потерями L_{MUL} и L_{TD} в волоконно-оптическом тракте, что позволяло исключить использование усилителя для достижения оптимальных рабочих характеристик.

Мощность оптического сигнала $P_{0i}(t)$ каждого i -го канала ДФС на входе фотоприемного устройства определяется соотношением

$$P_{0i}(t) = [P_{0ac}(t) + P_{0dc}] 10^{L_{\Sigma}/10}. \quad (6)$$

Фотоприемное устройство преобразует модулированные оптические сигналы в электрические СВЧ сигналы и рассматривается как фотодетектор с нагрузочным сопротивлением и последующий усилитель (7 и 8 на рис. 2). Дальнейшая обработка выходного СВЧ сигнала выполняется в СВЧ приемнике (9, рис. 2). Основными детекторами оптического излучения, модулированного СВЧ сигналами, в настоящее время являются $p-i-n$ фотодиоды. Фототок $i_{ph}(t)$ фотодетектора определяется полной (суммарной) мощностью $P_{0\Sigma}(t)$ оптических сигналов: $i_{ph}(t) = S P_{0\Sigma}(t)$, где S – коэффициент преобразования фотодетектора, выраженный в А/Вт, а мощность $P_{0\Sigma}(t)$ равна сумме мощностей $P_{0i}(t)$ всех N каналов ДФС.

Методика расчета рабочих характеристик

Полный ток фотодиода $i_{\Sigma}(t)$, помимо фототока $i_{ph}(t)$, включает темновой ток фотодиода $i_d(t)$, дробовый шум $i_{sh}(t)$, а также тепловой шум $i_{th}(t)$ эквивалентной нагрузки R_L фотодетектора и шум $i_e(t)$ усилителя фотоприемного устройства, приведенные к выходу фотодетектора, –

$$i_{\Sigma}(t) = i_{ph}(t) + i_d(t) + i_{sh}(t) + i_{th}(t) + i_e(t). \quad (7)$$

Как показано выше, фототок $i_{ph}(t)$ содержит компоненты, порожденные входным СВЧ сигналом от приемных модулей ФАР – $i_s(t)$, их тепловым шумом – $i_n(t)$, и компонент шумового тока $i_{RIN}(t)$, определяемый нестабильностью излучения лазеров:

$$i_{ph}(t) = i_s(t) + i_n(t) + i_{RIN}. \quad (8)$$

В наших расчетах рассматривается основной компонент шума лазера – шум интенсивности излучения RIN (relative intensity noise)

$$\langle i_{RIN}^2 \rangle = N 10^{\text{RIN}/10} \Delta f_{rf} S^2 P_{0dc}^2 10^{2L_x/10}. \quad (9)$$

Необходимо отметить, что при расчете дисперсий компонент тока $i_{ph}(t)$ сигнальные компоненты тока $i_s(t)$ от разных каналов ДФС складываются когерентно по радиочастоте, а компоненты тока $i_n(t)$ и $i_{RIN}(t)$ складываются некогерентно. Для $i_n(t)$ это приближение может не выполняться, когда основной вклад во входной шум вносит внешнее СВЧ флуктуационное излучение [16]. Проводимый нами анализ учитывает также, что при напряжении смещения модулятора, равном $V_{\pi dc}/2$, основным компонентом оптического излучения, определяющим шумовые токи $i_{RIN}(t)$ и $i_{sh}(t)$, является постоянный компонент оптического сигнала на входе фотоприемника. Предполагается также, что входной и выходной СВЧ усилителя согласованы по рабочей полосе частот Δf_{rf} .

При сделанных допущениях для сигнального компонента фототока

$$i_s(t) = N S P_{0s}(t) 10^{L_x/10}, \quad (10)$$

для дисперсии тока $i_n(t)$

$$\langle i_n^2(t) \rangle = N S^2 P_{0n}^2 10^{2L_x/10}. \quad (11)$$

Дробовый шум $i_{sh}(t)$ описывается статистикой Пуассона, его дисперсия

$$\langle i_{sh}^2 \rangle = 2e(N S P_{0dc} 10^{L_x/10} + i_d) \Delta f_{rf} \quad (12)$$

определяется постоянным компонентом оптического сигнала мультиплексированных каналов ДФС и темновым током фотодиода во всей полосе Δf_{rf} . Отметим, что в уравнении (12) e – заряд электрона.

Расчет вклада шумов СВЧ усилителя фотоприемника может быть произведен при известном его коэффициенте шума $F_2(f)$. Диспер-

сия $\langle i_e^2 \rangle$ эквивалентного шумового тока усилителя определяется как

$$\langle i_e^2 \rangle = (kT / R_L) \int_0^{\Delta f_{rf}} [F_2(f) - 1] df. \quad (13)$$

Наименьшим собственным шумом обладает трансимпедансный усилитель, для которого характерны выполнение неравенства $R_L \gg R_0$ и сильная зависимость $F_2(f)$ от частоты [4]. В широком диапазоне частот выполнение неравенства становится затруднительным. Часто применяются обычные СВЧ усилители, и тогда с целью согласования импедансов используют $R_L = R_0 = 50$ Ом.

Тепловой шум $i_{th}(t)$ описывается формулой Найквиста, его дисперсия –

$$\langle i_{th}^2 \rangle = 4kT \Delta f_{rf} / R_L. \quad (14)$$

Дисперсия суммарного шумового тока $i_{\Sigma n}$ определяется как

$$i_{\Sigma n}^2 = \langle i_n^2(t) \rangle + \langle i_{RIN}^2(t) \rangle + \langle i_{sh}^2(t) \rangle + \langle i_{th}^2(t) \rangle + \langle i_e^2(t) \rangle. \quad (15)$$

Приведенные выше формулы для расчета компонент тока фотоприемного устройства позволяют рассчитать мощность полезного СВЧ сигнала P_{out1} , мощность шума P_{out2} и полную СВЧ мощность P_{out} на выходе ДФС:

$$P_{out1} = R_L^2 \langle i_s^2 \rangle G_2 / R_0, \quad P_{out2} = R_L^2 i_{\Sigma n}^2 G_2 / R_0, \\ P_{out} = P_{out1} + P_{out2}, \quad (16)$$

а также рассчитать выходное отношение сигнал/шум (SNR), динамический диапазон, пороговую чувствительность, передаточную характеристику, бюджет оптического сигнала и др. при различных параметрах элементов ДФС.

Результаты расчетов

В соответствии с изложенной выше методикой были проведены расчеты характеристик ДФС, выполненной по схеме, представленной на рис. 1, с разным количеством приемных каналов N . В таблице приведены параметры элементов рассматриваемой системы, необходимые для проведения расчетов.

Некоторые результаты расчетов, полученные нами ранее, представлены в [22]. На рис. 3 приведена передаточная характеристика анализируемой ДФС – зависимость выходной мощности P_{out} от мощности входного сигнала P_{in1} в каж-

Параметры элементов ДФС

Элемент ДФС	Параметр	Значение
Входной тракт СВЧ приемника ФАР и выходной усилитель ДФС	Коэффициент усиления G_1	30 дБ
	Коэффициент усиления G_2	8 дБ
	Мгновенная полоса частот радиосигнала Δf_{rf}	1–12 ГГц
	Коэффициент шума $F_{1,2}$	3 дБ
	Число элементов линейной ФАР N	8, 32
Лазер	Мощность излучения P_0	20 мВт
	Нестабильность интенсивности RIN @ 4 ГГц	-160 дБ/Гц
	Диапазон λ_1	~ 1550 нм
МЦМ	Оптические потери модулятора L_M	4,5 дБ
	Полуволновое напряжение V_{prf}	5,2 В
Фотодетектор	Коэффициент преобразования S	0,9 А/Вт
Оптический модуль управляемых временных задержек	Вносимые оптические потери L_{TD}	5 дБ
Сумматор СВЧ модулированных оптических несущих	Потери мультиплексора WDM 32×1 на 1 канал L_{MUL}	5 дБ

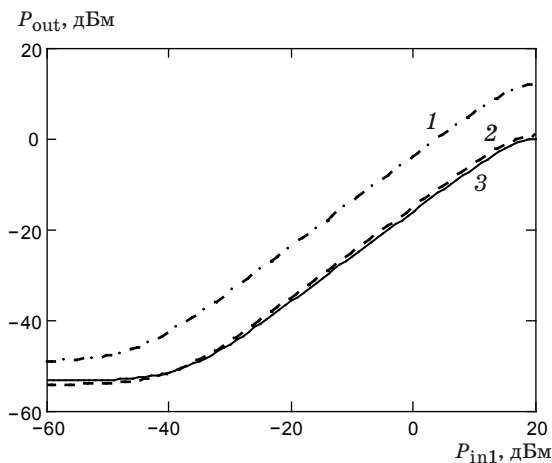


Рис. 3. Передаточная характеристика ДФС при различном числе приемных элементов ФАР: 32 (1), 8 (2), 1 (3).

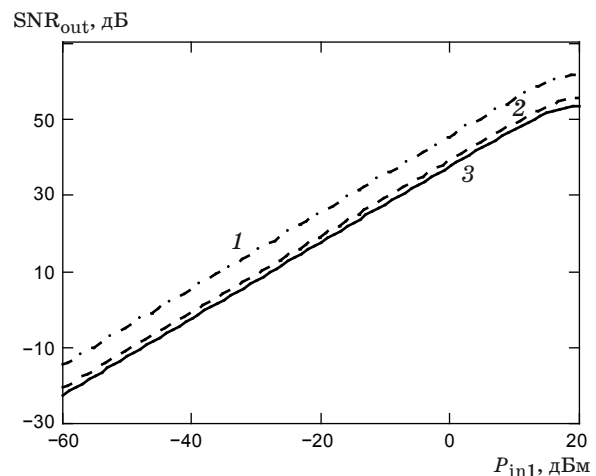


Рис. 4. Выходное отношение сигнал/шум при различном числе приемных элементов ФАР: 32 (1), 8 (2), 1 (3).

дом канала. Она позволяет определить точку компрессии системы $P_{1\text{dB}}$ [23] по уровню компрессии (отклонению от линейной зависимости) 1 дБ. Характеристики рассчитаны для разного числа каналов N в ДФС: $N = 32, 8, 1$ (кривые 1, 2, 3 соответственно). В первом приближении положение точки $P_{1\text{dB}}$ по входу ДФС не зависит от числа каналов, и $P_{1\text{dB}} = 14$ дБм (децибеллы относительного опорного уровня 1 милливатт). Коэффициент передачи ДФС $G_{\text{BF}} = P_{\text{out}}/P_{\text{in1}}$ равен -14,8 дБ для 8-канальной системы и возрастает до -3,6 дБ при $N = 32$.

На рис. 4 представлены рассчитанные зависимости выходного отношения сигнал/шум SNR_{out} от мощности входного сигнала P_{in1} при числе каналов $N = 32, 8, 1$ (кривые 1, 2, 3 соответственно). Пороговая чувствительность P_{min} ДФС, определяемая уровнем входной мощности сигнала, при которой $\text{SNR}_{\text{out}} = 0$ дБ, составляет $P_{\text{min}} = -39,5$ дБм для $N = 8$ и $P_{\text{min}} = -45,5$ дБм для $N = 32$. Динамический диапазон ДФС при компрессии в 1 дБ, определяемый как $\text{DR} = P_{1\text{dB}}/P_{\text{min}}$, увеличивается с возрастанием числа каналов вследствие некогерентного

сложения шумов разных каналов и составляет 53,5 дБ для $N = 8$ и 59,5 дБ для $N = 32$.

Проведенные нами расчеты показывают, что с увеличением мощности излучения P_0 лазера характеристики ДФС G_{BF} , SNR_{out} , пороговая чувствительность, а следовательно, и динамический диапазон возрастают. Однако оптическая мощность на входе фотоприемника после суммирования сигналов в мультиплексоре не должна превышать допустимую для него рабочую мощность.

Поскольку основой для формирования ДФС являются компоненты ВОЛС, на рис. 3 и 4 представлены также соответствующие зависимости, рассчитанные для одноканальной волоконно-оптической линии ($N = 1$), основные характеристики которой приведены в следующем разделе.

Экспериментальные исследования макета ВО линии передачи

На рынке представлено значительное количество фирм, выпускающих компоненты ВО линий для передачи СВЧ сигналов. Однако отметим, что некоторые производители, например в работах [24, 25], применяют в своих изделиях прямую модуляцию излучателей по току, что не позволяет обеспечить необходимые для выбранных ДФС спектральные характеристики излучателей. Поэтому нами исследован макет ВО линии передачи СВЧ сигналов с излучателем, имеющим длину волны из волнового плана ИТУ, и внешним интегрально-оптическим модулятором интенсивности и измерены его основные характеристики – коэффициент передачи, динамический диапазон и статистические характеристики. Данный макет можно рассматривать как одноканальный прототип ДФС.

Макет ВО линии передачи включал модуль излучателя на основе DFB лазера фирмы Lasercom [26], электрооптический модулятор на основе интерферометра Маха–Цендера фирмы Ortilab [27] и фотоприемный модуль (ФПМ) фирмы Miteq [25]. Эти компоненты характеризуются следующими параметрами.

Лазерный диодный модуль LDI-DFB-1550-20: длина волны 1550 нм, мощность излучения $P_0 \approx 20$ мВт при токе 95–110 мА со стабилизацией температуры и мощности излучения. Вывод излучения лазера осуществляется одномодовым поляризационно-удерживающим волокном.

Модулятор интенсивности IM-1550-20-а: материал $LiNbO_3$, рабочий диапазон длин волн

1530–1600 нм, вносимые потери не более 5,0 дБ, рабочие частоты по СВЧ входу (S_{21} , ± 3 дБ) 0–20 ГГц, V_{prf} по СВЧ входу $\leq 5,7$ В (тип.), V_{pdc} по DC входу ≤ 10 В. ФПМ – из состава ВОЛС MITEQ-SCML-100M18G (данные даются фирмой только для линии в целом): рабочий диапазон частот 0,1–18 ГГц, динамический диапазон, свободный от интермодуляции, для полосы частот 15 ГГц, SFDR = 101 дБ/Гц^{2/3}.

Результаты измерений

Работа модулятора и ВО линии в целом в значительной мере определяется его модуляционной характеристикой (по постоянному току, DC) и положением на ней рабочей точки. Эта характеристика была измерена (производитель такую характеристику не предоставляет), и рассчитаны три параметра: $V_\pi = 5,2$ В, фазовый угол $\Delta\varphi_0 = -1,1\pi/2$, показывающий положение рабочей точки при напряжении смещения $U = 0$, и оптические потери в модуляторе $L_M = 4,5$ дБ. Мощность лазера в волокне на входе модулятора $P_0 = 18,8$ мВт.

На рис. 5 представлена передаточная характеристика макета, измеренная по бигармоническому сигналу с частотами $f_1 = 3,99$ ГГц и $f_2 = 4,00$ ГГц. Показан уровень 1-й гармоники (1), уровень интермодуляционного компонента третьего порядка (2), а также уровень шума $P_{nf} = -156$ дБм (noise floor), регистрируемый на выходе ФПМ в отсутствие радиосигнала, приведенный к полосе 1 Гц. Измеренный коэффициент передачи линии $G_{FOL} = -18$ дБ. Точка компрессии $P_{1dB} = 13$ дБм (по отклонению передаточной характеристики от ли-

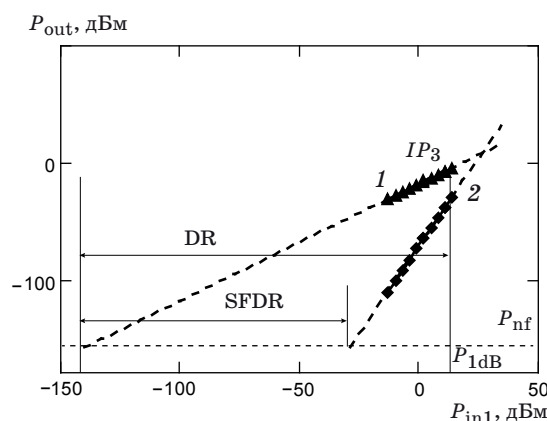


Рис. 5. Зависимости мощности СВЧ сигнала на выходе ВО линии от мощности СВЧ сигнала на ее входе.

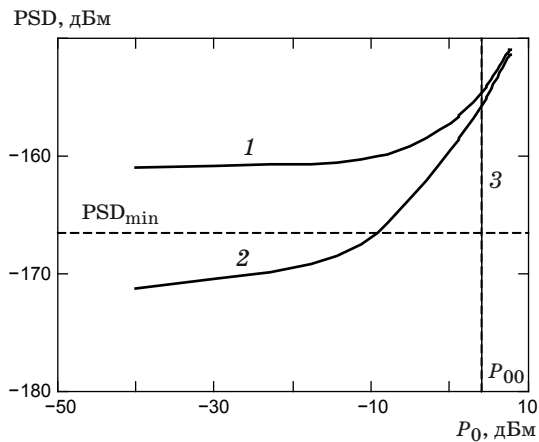


Рис. 6. Зависимости спектральной плотности мощности шума на выходе фотоприемного модуля ВО линии от оптической мощности на его входе.

нейной зависимости на 1 дБ), а минимальный уровень $P_{\min} = -138$ дБм (определяется здесь при пересечении линией 1 уровня шума P_{nf}). Таким образом, динамический диапазон ВО линии оценивается как $\text{DR} = P_{\text{ldB}}/P_{\min} = 13 - (-138) = 151$ дБ. Динамический диапазон, свободный от гармоник входного сигнала, $\text{SFDR} = (-28,5 \text{ дБм}) - P_{\min} = 109,5$ дБ. Уровень входного сигнала $IP3$, характеризующий интермодуляционные искажения третьего порядка, составляет 26,5 дБм (при пересечении линий 1 и 2). Измерения проведены с использованием генераторов СВЧ сигналов Rohde & Schwarz SMB 100A, анализатора спектра Anritsu MS 2726C и подаче на модулятор напряжения смещения $U = 0$ В.

Параметром ВОЛС является и коэффициент шума F_{FOL} , который рассчитывается по формуле [4]

$$F_{\text{FOL}} = P_{\text{nf}} - 10\log(kT) - 30 - G_{\text{FOL}},$$

где T – температура, равная 300 К; G_{FOL} – коэффициент передачи радиосигнала по мощности от входа к выходу ВО линии. С учетом приведенных выше данных измерений $F_{\text{FOL}} = 36$ дБ. На рис. 6 приведены результаты измерения уровня шума (спектральной плотности мощности) PSD на выходе ФПМ при изменении вход-

ной немодулированной оптической мощности P_0 : общий уровень (1) и уровень шума, вызываемый падающим на фотоприемник оптическим излучением, – дробовой компонент и компонент относительной нестабильности излучения лазера RIN, – (2). Измерения выполнены вблизи частоты 4 ГГц. Здесь же отображены мощность P_{00} на выходе МЦМ, соответствующая его рабочей точке (линия 3), а также уровень шума анализатора спектра PSD_{\min} (выполнена статистическая обработка данных нескольких измерений). Видно, что в области рабочей точки модулятора основным компонентом шума является дробовой компонент тока фотодиода.

Измеренные характеристики ВО линии передачи СВЧ сигналов P_{ldB} , G_{FOL} , DR и SFDR хорошо согласуются с расчетными характеристиками, приведенными ранее.

Для дальнейших исследований работы оптической ДФС и создания ее действующего демонстрационного образца можно использовать промышленные образцы компонентов аналоговых телекоммуникационных ВО линий передачи с технологий DWDM.

Заключение

Синтез диаграммы направленности широкополосной приемной антенной решетки предложено осуществлять в оптоволоконной диаграммоформирующей системе с использованием технологии волнового мультиплексирования DWDM и хроматической дисперсии волокна. Рассмотрена возможность применения для построения ДФС компонентов аналоговой фотоники и аналоговых волоконно-оптических линий связи, представленных на рынке. Разработана методика и приведены результаты расчета основных рабочих характеристик ДФС: передаточной характеристики, динамического диапазона, отношения сигнал/шум. Приведены результаты экспериментальных исследований аналоговой волоконно-оптической линии передачи СВЧ сигналов, на базе которых формируется диаграммоформирующая система.

* * * * *

ЛИТЕРАТУРА

1. Capmany J., Novak D. Microwave photonics combines two worlds // Nature Photonics. 2007. V. 1. № 6. P. 319–330.
2. Yao J.P. A Tutorial on microwave photonics – Part II // IEEE Photonics Society Newsletter. 2012. V. 26. № 3. P. 5–12.

3. Бахрах Л.Д., Зайцев Д.Ф. Перспективы применения аналоговой фотоники в радиолокационных системах // Антенны. 2004. Вып. 8–9. С. 134–138.
4. Зайцев Д.Ф. Нанопотоника и ее применение. М.: Фирма “АКТЕОН”. 2012. 445 с.
5. Selected papers on photonic control systems for phased array antennas / Ed. by N.A. Riza. Proc. SPIE. 1997. 694 p.
6. Levine A.M. Fiber optics for radar and data systems // Laser and Fiber Optics Communications. Proc. SPIE. 1978. V. 0150. P. 185–188.
7. Soref R. Optical dispersion technique for time-delay beam steering // Appl. Opt. 1992. V. 31. № 35. P. 7395–7397.
8. Minasian R.A., Alameh K.E., Fourikis N. Wavelength-multiplexed photonic beam-former architecture for microwave phased arrays // Microwave and Optical Technology Lett. 1995. V. 10. № 2. P. 84–88.
9. Agrawal A.K., Holzman E.L. Beamformer architectures for active phased-array radar antennas // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1999. V. 4. № 3. P. 432–442.
10. Liu Y., Yao J., Yang J. Wideband true-time-delay unit for phased beam forming using discrete-chirped fiber grating prism // Opt. Comm. 2002. V. 207. № 1. P. 177–187.
11. Akiyama T., Takemura N., Oh-Hahsi H., Yamamoto S., Sato M., Nagatsuka T., Hirano Y., Wadaka S. Fourier transform optical beamformer employing spatial light modulator // IEICE transactions on electronics. 2007. V. E90-C. № 2. P. 465–473.
12. Yang Ying, Dong Yi, Liu Dawei, He Hao. A 7-bit photonic true-time-delay system based on an 8×8 MOEMS optical switch // Chinese Opt. Lett. 2009. V. 7. № 2. P. 118–120.
13. Tur M., Yaron L., Rotman R., Raz O. Photonic technologies for antenna beamforming // Proc. OFC/NFOEC. 2011. Paper OThA6.
14. Burla M., Roeloffzen C., Zhuang L., Marpaung D., Rezaul Khan M., Maat P., Dijkstra K., Leinse A., Hoekman M., Heideman R. System integration and radiation pattern measurements of a phased array antenna employing an integrated photonic beamformer for radio astronomy applications // Appl. Opt. 2012. V. 51. № 7. P. 789–802.
15. Иванов С.И., Лавров А.П., Саенко И.И. Системы диаграммо-формирования широкополосных приемных ФАР с применением компонентов волоконно-оптических телекоммуникационных систем // Международная конференция “Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий” (REDS-2014). М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2014. Вып. LXIX. С. 163–167.
16. Froberg N.M., Ackerman E.I., Cox C.H. Analysis of signal to noise ratio in photonic beamformers // IEEE Aerospace Conference. 2006. Paper 1067.
17. Ackerman E.I., Cox C.H. Fiber-optic analog radio frequency links // Broadband Optical Modulators /Ed. by Chen A., Murphy E.J. CRC Press. 2012. P. 63–92.
18. Ахманов С.А., Дьяков Ю.Е., Чиркин А.С. Введение в статистическую радиофизику и оптику. М.: Наука. 1981. 640 с.
19. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. М.: Наука, 1965. 780 с.
20. Brian H., Kolner B.H., Dolfi D.W. Intermodulation distortion and compression in an integrated electrooptic modulator // Appl. Opt. 1987. V. 26. № 17. P. 3676–3680.
21. Agrawal G.P. Applications of nonlinear fiber optics / Second edition. USA: Academic Press is an imprint of Elsevier, 2008. 508 p.
22. Lavrov A.P., Ivanov S.I., Saenko I.I. Investigation of analog photonics based broadband beamforming system for receiving antenna array // Lecture Notes in Computer Science. LNCS. 2014. V. 8638. P. 647–655.
23. Razavi B. RF microelectronics. Prentice Hall, 1998. 335 p.
24. Иванов А.В., Исаев Д.С., Курносов В.Д., Курносов К.В., Симаков В.А., Чернов Р.В. Исследование шумовых характеристики и динамического диапазона унифицированного комплекта ПОМ-27 и ПРОМ-15 // 21-я Междун. Крымская конференция “СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии” (КрыМиКо’2011): материалы конф. (Севастополь, 2011 г.). Севастополь: Вебер, 2011. С. 357–358.
25. 18 GHz SCM Fiber Optic Link [Miteq]. URL: http://www.miteq.com/docs/MITEQ-SCM_-18G.PDF.
26. Hybrid laser module LDI-DFB-1550-20/80 [LasersCom]. URL: <http://www.laserscom.com/#!gibridnye-moduli/cjep>.
27. Intensity Modulator IM-1550-20-a [Optilab]. URL: <http://www.optilab.com/images/datasheets/IM-1550.pdf>.