

ВАРИАНТ СОЗДАНИЯ БЕСПРОВОДНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ СУБТЕРАГЕРЦОВОГО ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА

*М.В. Андреянов¹, В.В. Бирюков¹, В.Л. Вакс², А.П. Лискович¹, В.А. Малахов¹,
А.Н. Панин², С.И. Приползин², А.С. Раевский¹, В.В. Щербаков¹, А.М. Щитов³*

¹Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Россия, г. Нижний Новгород, ул. Минина, д. 24

²Институт физики микроструктур РАН

Россия, Нижегородская обл., д. Афонино, ул. Академическая, д. 7

³АО НПФ «Техноякс»

Россия, г. Москва, ул. 16-я Парковая, д. 30

Аннотация. В работе описан макет приемопередающего устройства (200–220 ГГц) на основе современных полупроводниковых приборов. Экспериментально показана возможность передачи цифровых сигналов со скоростью до 1 Гбит/с. Согласно расчётам, мощности на выходе передатчика в несколько сотен микроватт достаточно для передачи данных на расстояние до 1,5 км при коэффициенте усиления антенны не менее 50 дБ. Особое внимание уделено организации приема-передачи данных с использованием цифрового модуля, работающего совместно со специальным программным обеспечением.

Ключевые слова: субтерагерцовый диапазон, беспроводная линия связи, программируемая логическая интегральная схема, цифровая связь.

Введение

Субтерагерцовый (субТГц) и терагерцовый (ТГц) диапазоны частот являются перспективными для построения высокоскоростных беспроводных сетей связи. Работа в субТГц и ТГц частотных диапазонах позволяет использовать полосу пропускания шириной в несколько десятков гигагерц, обеспечивая высокую пропускную способность сети связи [1]. В то же время, использование субТГц и ТГц диапазонов частот вносит определенные сложности в работу сетей связи, в частности, связанные с необходимостью учитывать быстрое ослабление сигнала при распространении в атмосфере.

Из-за сравнительно большого поглощения в атмосфере волны субТГц и ТГц частотного диапазонов относятся к волнам ближнего действия. При распространении волн субТГц частотного диапазона возникает ослабление сигнала в атмосферных газах и гидрометеорах, а также деполяризация излучения, амплитудные и фазовые изменения. С повышением частоты ослабление сигнала в атмосфере возрастает и зависит от погодных условий. В атмосфере имеются и постоянные полосы интенсивного поглощения радиоволн, обусловленные наличием молекулярного кислорода и водяного пара: 22,2 ГГц (H₂O), 60 ГГц (O₂), 118,8 ГГц (O₂) и 180 ГГц (H₂O) и т.д. В результате, зависимость от частоты ослабления волны в атмосфере имеет сложный вид, состоящий из последовательного чередования линий (и полос) поглощения с «окнами» относительной прозрачности [2]. Практический интерес для связи представляют «окна прозрачности», в которых наблюдается минимальное затухание по сравнению с соседними участками субТГц частотного диапазона. Окна относительной прозрачности лежат в диапазонах: 70–100 ГГц, где атмосферное затухание составляет около 1,5 дБ/км, что близко к затуханию в традиционных СВЧ-диапазонах; в начале ТГц диапазона в интервале 200 – 300 ГГц, где атмосферное затухание составляет около 5-10 дБ/км. Ограничение на дальность связи может быть частично снято с помощью понижения частоты до нижней части ТГц спектра - в субТГц диапазон (в районе 0,2 ТГц), а также уменьшения ширины полосы пропускания

канала с десятков до единиц гигагерц. Кроме того, для прямой наземной связи способом компенсировать большие потери является использование фиксированных узконаправленных антенн, при передаче на расстояние более 100 метров.

В настоящее время активно проектируются различные системы терагерцовой связи. Можно выделить работы [3-6], в которых используется принцип переноса несущей частоты из оптического диапазона в терагерцовый непосредственно перед передачей в эфир при помощи специальных, интегрированных в структуру системы, узлов (сверхбыстрые фотодиоды с одной бегущей несущей, резонансные туннельные диоды, транзисторы с высокой подвижностью электронов). Также следует выделить систему, которая обладает наибольшей скоростью передачи данных, составляющей 24 – 25 Гбит/с на расстоянии не более 10 м. Эти результаты представлены в работах [7,8]. Наибольшая дальность связи составляет 5,8 км при скорости передачи данных 10 Гбит/с на частоте 120 ГГц [9]. Наиболее эффективная система связи представлена в [10]. Она обеспечивает скорость передачи данных до 10 Гбит/с при ширине канала связи 3,6 ГГц и несущей частоте 140 ГГц на дальности до 1,5 км. В данной работе применена 16-QAM модуляция.

1. Сравнительный анализ видов модуляции для широкополосной цифровой связи

Для широкополосной цифровой связи используются в основном три вида модуляции: амплитудная манипуляция (ASK), фазовая манипуляция бинарная (BPSK) или квадратурная (QPSK) и комбинированная квадратурная модуляция 4-уровневая (16-QAM) или 8-уровневая (256-QAM). Рассмотрим преимущества и недостатки каждой из них.

1.1. Амплитудная манипуляция

Амплитудная манипуляция – это скачкообразное изменение амплитуды несущей частотой сигнала, где низкий уровень амплитуды соответствует цифровому ‘0’, а высокий – цифровой ‘1’.

Достоинства амплитудной манипуляции:

- простота изготовления модулятора и демодулятора. В качестве модулятора можно использовать рpn-диоды, ключи на МОП-транзисторах или балансные смесители. В качестве демодулятора – диоды Шоттки, балансные смесители или логарифмические усилители;
- скорость передачи данных может быть достаточно высокой. Применение балансных смесителей в качестве модулятора и демодулятора может обеспечить скорость передачи данных до 20 Гбит/с и выше;
- малое отношение сигнал/шум, необходимое для приема цифровой информации с допустимой ошибкой передачи данных, измеренной в BER (bit error rate), и равной 10^{-9} (одна ошибка на миллиард битов). Это отношение сигнал/шум составляет 15 дБ;
- возможность некогерентного приема, что приводит к упрощению приемной схемы и уменьшению требований к стабильности частоты задающего генератора передатчика и гетеродина в приемнике.

Недостатки амплитудной манипуляции:

- широкий спектр частот W , необходимый для передачи сигнала. Обычно он в 1,2-2 раза превышает скорость передачи данных R . Отсюда и малый коэффициент частотной эффективности $R/W < 1 \text{ бит/с/Гц}$ (лежит в пределах от 0,5 до 0,8);
- низкая помехоустойчивость. Внешний аддитивный шум или помеха непосредственно изменяют амплитуду сигнала. Актуально для диапазонов частот, где такие помехи существуют и достаточно велики.

1.2. Фазовая манипуляция

Фазовая манипуляция, при которой фаза несущего колебания меняется скачкообразно. Нас интересуют два вида фазовой манипуляции. Бинарная фазовая манипуляция (BPSK), когда $M = 2$ и значение фазы равно либо 0° , либо 180° . Квадратурная фазовая манипуляция (QPSK), когда $M = 4$ и значение фазы равно четырем значениям через $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$.

Достоинства фазовой манипуляции:

- для BPSK простота модулятора и демодулятора. В качестве модулятора можно использовать быстрые фазовращатели, балансные смесители. В качестве демодулятора – фазовые детекторы и балансные смесители. Примечание: для QPSK в качестве модулятора и демодулятора необходимо иметь два квадратурных балансных смесителя как в качестве модулятора, так и демодулятора;
- высокая скорость передачи данных. Может достигать величин более 20 Гбит/с при использовании балансных смесителей;
- малое отношение сигнал/шум. Для $BER = 10^{-9}$ (для BPSK) и $BER = 2 \cdot 10^{-9}$ (для QPSK), это отношение равно 15 дБ;
- для QPSK частотный спектр, занимаемый сигналом с такой же скоростью R , как для ASK и BPSK, будет в 2 раза меньше;
- высокая помехоустойчивость.

Недостатки фазовой манипуляции:

- BPSK сигнал занимает такой же широкий спектр, как и ASK, только с подавленной несущей частотой;
- для демодуляции необходимо восстановление несущей частоты в приемнике, что усложняет схему приемника, требует высокостабильных генераторов как в передатчике, так и в приемнике;
- необходимо когерентное детектирование сигнала. Даже в этом случае существует проблема неопределенности начальной фазы в приемнике. Для решения этой проблемы используется дифференциальное кодирование или двойная относительная фазовая манипуляция. Это приводит к уменьшению скорости передачи данных и к усложнению кодирующих и декодирующих схем.

1.3. Квадратурная модуляция

Квадратурная модуляция – модуляция, при которой изменяется как фаза, так и амплитуда сигнала, что позволяет увеличить количество информации, передаваемой одним состоянием сигнала.

Сигнал представляет собой сумму двух несущих колебаний одной частоты, но сдвинутых по фазе относительно друг друга на 90° (отсюда название «квадратурная») и описывается формулой:

$$S(t) = I_m(t) \cdot \cos(\omega_0 t) + Q_m(t) \cdot \sin(\omega_0 t),$$

где $I_m(t)$ и $Q_m(t)$ – прямой и квадратурный модулирующие сигналы, ω_0 – несущая частота, m – количество битов, переносимых одним сигналом.

Если $m = 4$, тогда модуляция называется 16-QAM, где 16 – это m^2 . Для $m = 8$ модуляция будет называться 256-QAM. Графически такие сигналы можно представить в виде сигнальных созвездий.

Достоинства квадратурной модуляции:

- уменьшение частотного спектра, занимаемого сигналом. Для 16-QAM уменьшение – в 4 раза, для 256-QAM – в 8 раз. Соответственно повышение коэффициента частотной эффективности до 2,5 – 10 бит/с/Гц;

- высокая скорость передачи данных за счет уменьшения частоты модуляции и увеличения количества информации в одном состоянии сигнала.

Недостатки квадратурной модуляции:

- сложность в реализации. Необходимо иметь высокостабильные генератор и гетеродин;

- необходим когерентный приемник. Сложная схема модулятора и демодулятора;

- повышение отношения сигнал/шум, связанное с уменьшением разницы между соседними уровнями сигнала. Для того же значения $BER = 10^{-9}$ это значение для 16-QAM составляет 20 дБ и для 256-QAM 26 дБ;

- помехоустойчивость низкая по той же причине, что указана выше.

Простейшей схемой модуляции может быть схема прямой модуляции несущей частоты. Такая схема в нашем случае неприменима из-за отсутствия доступных на коммерческом рынке модулирующих устройств в выбранном диапазоне частот. Другой способ предполагает перенос модулированного колебания на низкой частоте вверх при помощи смесителя частоты. Этот способ подходит для всех типов модуляции, но у него есть один существенный недостаток – это малый сигнал на выходе смесителя. Лучшие смесители в диапазоне частот 200-220 ГГц имеют потери не менее 10 дБ при входном сигнале не более 1 мВт. Это означает, что выходной сигнал не сможет превышать 0,1 мВт. К тому же требуется применение полосового фильтра на выходе смесителя с целью устранения зеркального канала, а это приведет к дополнительным потерям сигнала. Такая система передатчика не сможет обеспечить необходимый уровень выходного сигнала без усилителя мощности, а такие усилители недоступны на коммерческом рынке.

Наконец третий способ получить сигнал достаточного уровня на выходе передатчика связан с умножением частоты от низкочастотного модулированного сигнала. Имеющиеся на рынке умножители частоты в этом частотном диапазоне имеют выходную мощность до 1 мВт и более, что позволяет обойтись без усилителя мощности на выходе передатчика. К сожалению, такая структурная схема передатчика не позволяет передать на выход ни фазовую, ни квадратурную модуляции без искажений. Единственная модуляция, подходящая для такой схемы, это амплитудная манипуляция On-OffKeying (OOK). Недостатки, присущие такой модуляции, становятся несущественными из-за очень высокой частоты рабочего диапазона. Широкая полоса частот, равная 2,8 ГГц, занимаемая сигналом со скоростью передачи 1 Гб/с, не имеет значения, поскольку, во-первых, в диапазоне частот 200-220 ГГц она занимает не более 1-2% от несущей частоты; во-вторых, нет других источников на такой высокой частоте; в-третьих, узкая диаграмма направленности антенн не позволяет попасть в приемный тракт другим источникам, даже если бы они были где-то рядом. Низкая помехоустойчивость не важна по той же причине отсутствия помех в этом диапазоне частот. Таким образом, применение амплитудной манипуляции позволяет построить оптимальную структурную схему приемопередатчика [11].

2. Разработка широкодиапазонного приемопередающего устройства ТГц частотного диапазона

На рисунках 1а и 1б представлены схемы передатчика и приемника этого тракта соответственно. В качестве задающих генераторов как передатчика, так и гетеродина приемника применены генераторы на диэлектрических резонаторах (ГДР) с частотами 7,33 ГГц для передатчика и 7 ГГц для приемника. Они обладают достаточно высокой

стабильностью частоты ($\sim 10^{-6}$ от несущей) и очень высокой спектральной чистотой сигнала. Изменение температуры на 100 °С приведет к изменению промежуточной частоты (ПЧ) в приемном тракте не более чем на 40 МГц, что является несущественным изменением для передачи и приема АМн сигналов.

Применение 2-х ступенчатого умножителя частоты обусловлено невозможностью сделать активный умножитель частоты на 220 ГГц из-за отсутствия доступной элементной базы. В пассивном удвоителе частоты применены диоды Шоттки. При этом максимальная входная мощность на частоте 110 ГГц не должна превышать 20 мВт. Удвоитель частоты работает с КПД $\sim 3\%$. Выходная мощность сигнала на частоте 220 ГГц равна $P_{\text{вых}} = 0,7$ мВт. Полоса частот, где умножение эффективно, не меньше 4 ГГц по входу и 8 ГГц по выходу.

Умножитель частоты на 15 активного типа для передатчика является широкополосным и работает в диапазоне 110 ± 2 ГГц, чтобы передать амплитудную манипуляцию без искажений. Умножитель должен обеспечивать мощность выходного сигнала на частоте 110 ГГц не менее 20 мВт.

На частотах около 7 ГГц существует большое количество доступных устройств: усилителей, смесителей, аттенюаторов и т.д. Это позволяет внести необходимые изменения в структурную схему в результате испытаний и наладки приема-передающего тракта.

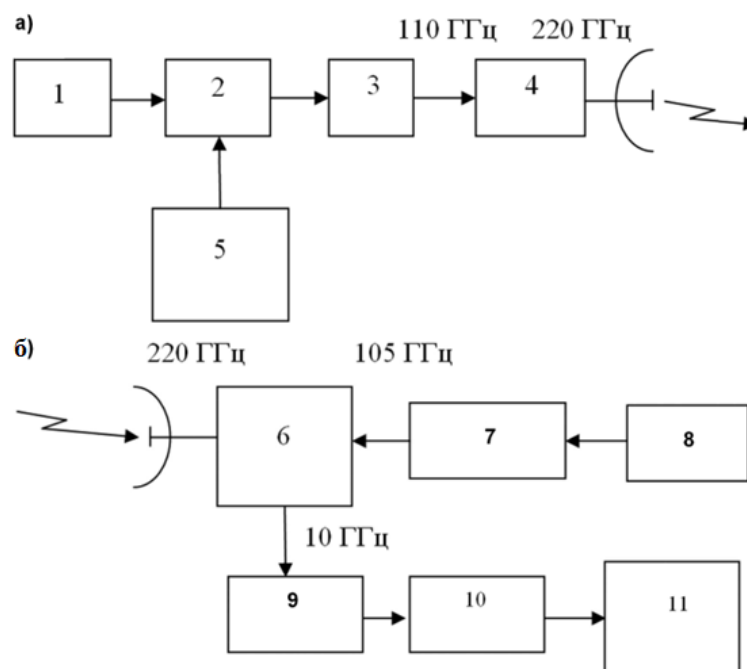


Рис.1. Структурная схема приемопередающего устройства:

а) Схема передатчика: 1 – генератор на диэлектрическом резонаторе (7,333 ГГц), 2 – модулятор (амплитудная манипуляция), 3 – умножитель частоты на 15, 4 – удвоитель частоты, 5 – цифровой интерфейс до 1 ГГц/с;

б) Схема приемника: 6 – субгармонический смеситель, 7 – умножитель частоты на 15, 8 – генератор на диэлектрическом резонаторе (7 ГГц), 9 – усилитель промежуточной частоты (УПЧ), 10 – демодулятор (амплитудная манипуляция), 11 – цифровой интерфейс до 1 ГГц/с

Сигнал после удвоения по частоте до 220 ГГц поступает на антенну, имеющую высокий (порядка 50 дБ) коэффициент усиления. В приемнике сигнал на частоте 220 ГГц поступает с приемной антенны на вход субгармонического смесителя, где смешивается со второй гармоникой гетеродина 105 ГГц. Сигнал промежуточной частоты, равный $F_{\text{пч}} = 220 \text{ ГГц} - 105 \text{ ГГц} \times 2 = 10 \text{ ГГц}$ поступает на усилитель промежуточной частоты.

Чтобы усилить без искажений модулированный сигнал ПЧ, ширина полосы УПЧ – более 2,8 ГГц. В нашем случае выбрана ширина полосы УПЧ 8-12 ГГц, как одна из стандартных. Коэффициент усиления может дискретно изменяться в пределах 45-75 дБ путем последовательного соединения нескольких усилителей. Первый усилитель имеет $K_{ус} \geq 30$ дБ и коэффициент шума не более 2,0 дБ для обеспечения максимально возможного отношения сигнал/шум на входе приемной системы. Субгармонический смеситель на частоте 220 ГГц имеет коэффициент преобразования не более 15 дБ. При этом на гетеродинном входе мощность сигнала – не более 20 мВт на частоте 105 МГц. Выходная полоса промежуточной частоты - не менее 8-12 ГГц.

После усиления сигнал ПЧ поступает на демодулятор АМн сигнала, представляющего собой двойной балансный смеситель, обладающий необходимым быстродействием. На выходе смесителя установлен быстродействующий компаратор, преобразующий аналоговые сигналы в цифровые, для подачи их в цифровой интерфейс.

Сигнал гетеродина на частоте 105 ГГц формируется активным умножителем частоты на 15. В качестве задающего использован ГДР на частоте 7 ГГц. Уровень выходной мощности ГДР не менее 10 мВт. Активный умножитель частоты на 15 гетеродинного приемника работает в узком диапазоне $105 \pm 0,2$ ГГц. Уровень выходной мощности умножителя на частоте 105 ГГц должен быть не менее 20 мВт для обеспечения эффективной работы смесителя. Частота 7 ГГц ГДР и, соответственно, $K_{умн} = 15$ выбраны исходя из того, что эта частота и ее гармоники не попадают в полосу ПЧ приемника.

3. Расчет бюджета мощности передатчика радиоканала

Проведен расчет бюджета мощности передатчика для следующих условий:

- расстояние $D = 1,5$ км;
- коэффициент усиления антенны $G = 50$ дБ;
- потери в волноводном приемном тракте $L_{0\text{прием}} = 1$ дБ и передающем тракте $L_{0\text{пер}} = 1$ дБ;
- затухание в атмосфере 1,5 дБ/км, следовательно, потери в атмосфере на расстоянии 1,5 км $L_{\text{атм}} = 2,25$ дБ;
- коэффициент шума смесителя $K_{ш.см.} = 15$ дБ;
- коэффициент шума УПЧ $K_{ш.УПЧ} = 2$ дБ;
- скорость передачи данных 1 Гбит/с.

Расчеты показывают:

1. Потери в тракте на расстоянии 1,5 км составляют:

$$Loss = 10 \lg \left(\frac{4\pi Df}{c} \right)^2 = 10 \lg \left(\frac{4\pi \cdot 1500 \cdot 220 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \right)^2 = 143 \text{ дБ},$$

где c – скорость света, f – частота приема-передающего устройства.

2. Мощность тепловых шумов для УПЧ с полосой пропускания 1,5 ГГц для скорости передачи 1 Гбит/с:

$$P_{\text{nois}} = -174 \text{ дБм/Гц} + 92 \text{ дБм} = -82 \text{ дБм}.$$

3. Шумы приемника:

$$P_{\text{nois прием}} = P_{\text{nois прием}} + K_{ш.см.} + K_{ш.УПЧ} = -82 \text{ дБм} + 15 \text{ дБ} + 2 \text{ дБ} = -65 \text{ дБм}.$$

4. Потери в приемно-передающем тракте

$$L_{\text{п-п}} = Loss - G_{\text{ант.пер.}} - G_{\text{ант.прием.}} + L_{\text{атм}} + L_{0\text{пер}} + L_{0\text{прием}} = 1,43 \text{ дБ} - 50 \text{ дБ} - 50 \text{ дБ} + 2,25 \text{ дБ} + 1 \text{ дБ} + 1 \text{ дБ} = 47,25 \text{ дБ}.$$

5. Необходима мощность с учетом запаса при отношении сигнал/шум $SNR=15$ дБ:

$$P_{\text{вых.пер.}} = P_{\text{nois прием}} + SNR + L_{\text{п-п}} = -65 \text{ дБм} + 15 \text{ дБ} + 47,25 \text{ дБ} = -2,75 \text{ дБм}, \text{ что соответствует } P_{\text{вых.пер.}} = 0,53 \text{ мВт}.$$

При заданной выходной мощности $P_{\text{вых}} = 0,7$ мВт, расчеты показали, что необходима мощность 0,53 мВт.

Расчеты показывают, что мощности на выходе передатчика в несколько сотен микроватт достаточно для передачи цифровых данных на расстояние до 1,5 км при коэффициенте усиления антенны не менее 50 дБ.

4. Расчет антенн

Одним из видов антенн, обеспечивающих такой высокий коэффициент усиления, является зеркальная антенна Кассегрена. Она состоит из рупорного облучателя, вспомогательного зеркала - субрефлектора в виде гиперboloида вращения, и основного зеркала в виде параболоида вращения. Преимуществом антенны является небольшой размер, технология их изготовления хорошо отработана, при этом достигаются высокие значения коэффициента усиления и малые уровни боковых лепестков. Конструкция антенны представлена на рисунке 5.

Лучевой подход [12] позволяет в первом приближении найти основные параметры антенны. Диаметр основного и вспомогательного зеркал 200 мм и 16 мм, соответственно. В качестве облучателя для антенной системы использовался пирамидальный рупор длиной 21 мм с апертурой размерами 12 мм на 6 мм. Рупор питается прямоугольным волноводом сечением 1,092х0,546 мм, длиной 30 мм. Общая длина антенны 129 мм.

Расчитанных параметров достаточно для построения модели антенны в системе автоматизированного проектирования (САПР) для точного расчета и анализа полученных характеристик. Расчет электрических параметров и характеристик антенны Кассегрена проводился при помощи САПР с использованием метода интегральных уравнений, позволяющего выполнить расчет крупных (в длинах волн) структур. На рисунке 2 приведены результаты расчета диаграммы направленности (ДН) антенны Кассегрена.

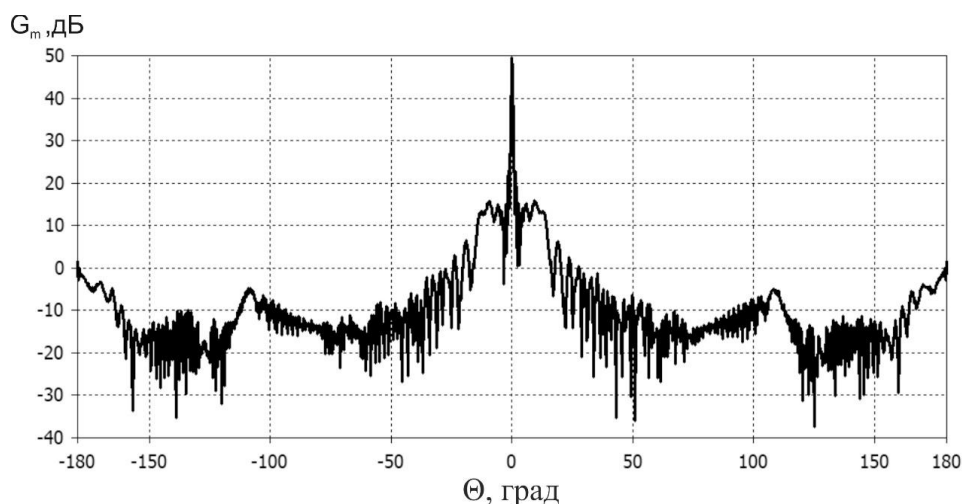


Рис.2. Диаграмма направленности антенны Кассегрена в Е-плоскости

Диаграмма направленности игловидной формы и полностью соответствует предъявляемым требованиям, при этом достигается хорошее согласование в полосе частот 219-221 ГГц. Коэффициент стоячей волны по напряжению не превышает 1,06 в указанной полосе.

Дальнейшее развитие предложенной схемы предполагает применение усилителей в передатчике и приемнике для увеличения выходной мощности и уменьшения коэффициента шума приемника. На рисунке 3 представлен макет приёмопередающего устройства.

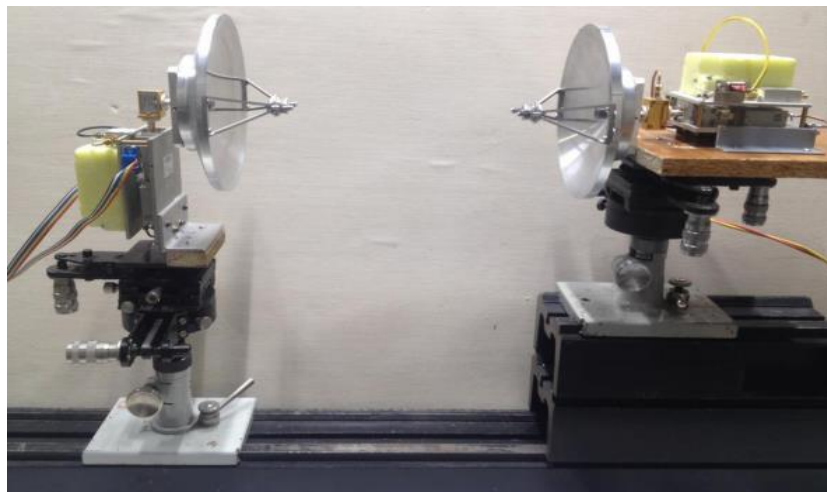


Рис. 3. Макет приёмопередающего устройства

5. Цифровой модуль

С целью организации передачи цифровых данных необходимо связать источник этой информации, в качестве которого выступает ПК со специально установленной программой (сервер), и макет субтерагерцовой линии связи. Для этого был применен цифровой блок, который помимо аппаратного сопряжения выполняет функции программной фильтрации и анализа данных.

Ключевым элементом такого цифрового блока является программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС), которая обладает быстродействием и возможностью реконфигурирования алгоритма своей работы [13]. Также в этом устройстве используются вспомогательные узлы, необходимые для корректного функционирования блока.

В первоначальном варианте цифрового модуля использовалась отладочная плата, функциональная схема которой представлена на рисунке 4. В состав данной платы входят ПЛИС ALTERA (модель ACEX EP1K50), преобразователь USB-FIFO (FT2232D), тактовый генератор на 96 МГц, а также элементы оперативной (93C56) и конфигурационной (EPC2LC20) памяти. Специализированное ПО разрабатывалось на языке программирования C#. На данном этапе подключение отладочной платой к ЭВМ происходило посредством интерфейса USB 2.0, который программно замещался виртуальным СОМ-портом. Алгоритм работы ПЛИС на передающей стороне заключался в снабжении служебной информацией пакетов данных согласно специально разработанному протоколу для дальнейшей передачи на модулятор. На приёмной стороне с демодулятора цифровой сигнал обрабатывается и поступает дальше на ЭВМ.

В результате проведённых испытаний была доказана работоспособность макета совместно с цифровым модулем на примере одиночных текстовых сообщений. Помимо этого, была реализована передача текстовых и графических файлов размером до 500 Кбит. Данное ограничение вызвано малой скоростью передачи ПЛИС, которая равна 10 Мбит/с, а также малым объёмом буфера.

Для устранения недостатков первоначального варианта было решено заменить отладочную плату цифрового модуля. Учитывая характеристики, которые необходимо было улучшить, была выбрана ПЛИС марки Xilinx семейства Virtex-7 в составе отладочной платы VC707. Она обладает повышенным быстродействием, пропускной способностью в 1 Гбит/с и увеличенным объёмом памяти буфера.

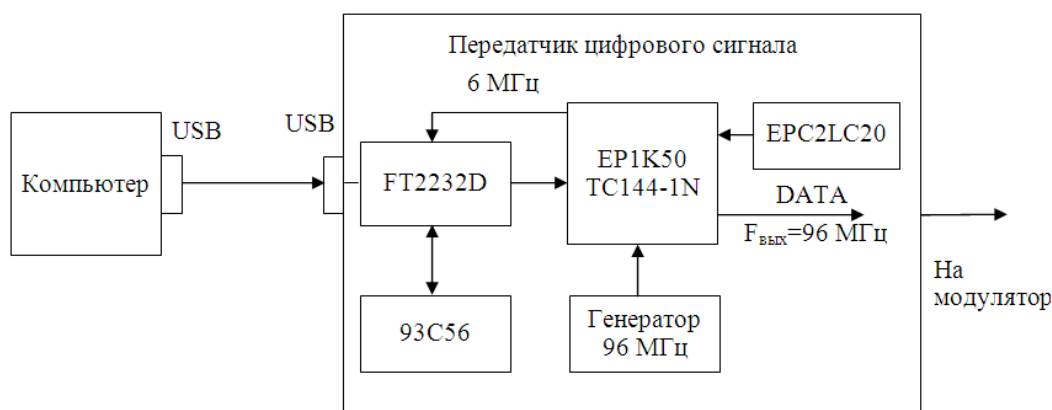


Рис. 4. Функциональная схема цифрового модуля приемопередающего устройства

На новой отладочной плате подключение к ЭВМ осуществляется через интерфейс Ethernet. В связи с этим были внесены изменения в специализированное ПО. Для работы с сетевыми устройствами были использованы библиотеки SharpPcap и PacketDoNet. В функции специального ПО входит приём данных, а также формирование информационной нагрузки линии связи, в качестве которой может выступать как одиночный файл, для оценки параметров качества связи, так и непрерывный поток данных, для оптимизации канала в режиме реального времени.

Помимо этого, был изменен алгоритм работы ПЛИС, который на передающей стороне заключается в приёме и преобразовании параллельного кода в последовательный, разбиение его на пакеты и отправке на высокочастотный выход, подключенный к модулятору. На приемной стороне полученный сигнал, после демодуляции, поступает на ПЛИС для обратного преобразования в параллельный код, а затем отправки на ЭВМ. Этот алгоритм был создан с помощью базовых структур, доступных при работе в среде разработки Xilinx Vivado.

Заключение

Таким образом был проведен сравнительный анализ видов модуляции для широкополосной цифровой связи и выбрана оптимальная, с точки зрения применения в составе макета, амплитудная манипуляция. Также было разработано приемопередающее устройство терагерцового частотного диапазона и получены теоретические результаты бюджета мощности макета, который при использовании антенны Касегрена позволит осуществлять передачу на 1,5 км.

Помимо этого, был описан цифровой модуль и его алгоритм работы, различные варианты которого были интегрированы в состав макета субтерагерцовой линии связи. Это позволило осуществить передачу цифровых данных на несущей частоте 220 ГГц со скоростью до 1 Гбит/с.

В дальнейшем планируется улучшение характеристик макета, в частности увеличение дальности связи и скорости обмена данными.

Список литературы

1. Исаев, В.М. Современные радиоэлектронные системы терагерцового диапазона / В.М. Исаев, И.Н. Кабанов, В.В. Комаров, В.П. Мещанов // Электроника, измерительная техника, радиотехника и связь – 2014. – №4 (34). – С. 5-21.
2. Вишневский, В. Радиорелейные линии связи в миллиметровом диапазоне: новые горизонты скоростей / В. Вишневский, С. Фролов, И. Шахнович // Электроника. Наука | технология | бизнес №1 (00107) – 2011. – С. 90-97.
3. Zhang, L. Beyond 100 Gb/s Optoelectronic Terahertz Communications: Key Technologies and Directions / L. Zhang, X. Pang, S. Jia [et al.] // IEEE Communications Magazine. – 2020. – P. 34-40.
4. Ummethala, S. Wireless Transmission at 0.3 THz Using Direct THz-to-Optical Conversion at the Receiver / S. Ummethala, T. Harter, K. Koehnle [et al.] // European Conference on Optical Communication (ECOC). – Rome, 2018. – 3 p.
5. Yu, X. Direct Terahertz Communications with Wireless and Fiber Links / X. Yu, T. Miyamoto, K. Obata [et al.] // 44th International Conference on Infra-red, Millimeter, and Terahertz Waves (IRMMW-THz). – Paris, 2019. – 2 p.
6. Suzuki, S. Terahertz Communications Using Resonant Tunneling-Diode Oscillators / S. Suzuki, M. Asada // 11th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). – Paris, 2017. – 3 p.
7. Kallfass, I. All active MMIC-based wireless communication at 220 GHz / I. Kallfass, J. Antes, T. Schneider [et al.] // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. – 2011. – Vol. 2. – №2. – P. 477-487.
8. Song, H. J. 24 Gbit/s data transmission in 300 GHz band for future terahertz communications / H.J. Song, K. Ajito, Y. Muramoto [et al.] // Electron. Lett. – 2012. – Vol. 48. – P. 953-954.
9. Hirata, A. 5.8-km 10-Gbps data transmission over a 120-GHz-band wireless link / A. Hirata, T. Kosugi, H. Takahashi [et al.] // IEEE Int. Wireless Inform. Technol. Syst. Conf. – 2010. – P. 1-4.
10. Wang, C. A 10-Gbit/s Wireless Communication Link Using 16-QAM Modulation in 140-GHz Band / C. Wang, C. Lin, Q. Chen [et al.] // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2013. – Vol. 61. – №7. – P. 2737-2746.
11. Бирюков, В. В. Разработка беспроводной системы связи в субтерагерцовом частотном диапазоне / В.В. Бирюков, В.Л. Вакс, К.И. Кисиленко [и др.] // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. – 2018. – Т. 61. – №10. – С. 856-866.
12. Заикин, И. П. Проектирование антенных устройств радиорелейных линий связи / И.П. Заикин, А.В. Тоцкий, С.К. Абрамов // Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т». – 2006. – 90 с.
13. Малахов, В.А. Цифровой блок приемопередачи для терагерцовой линии связи / В.А. Малахов, М.В. Андреев, А.П. Лискович // Ядерные технологии: от исследований к внедрению – 2021. – С. 164-166.

OPTION FOR CREATING A WIRELESS COMMUNICATION LINE IN THE SUBTERAHERTZ FREQUENCY BAND

*M.V. Andreyanov¹, V.V. Biryukov¹, V.L. Vaks², A.P. Liskovich¹, V.A. Malakhov¹, A.N. Panin²,
S.I. Pripolzin², A.S. Raevsky¹, V.V. Shcherbakov¹, A.M. Shitov³*

¹Nizhny Novgorod State Technical University, R.E. Alekseeva
Russia, Nizhny Novgorod, st. Minina, 24

²Institute of Physics of Microstructures, Russian Academy of Sciences,
Russia, Nizhny Novgorod reg., v. Afonino, st. Academic, 7

³JSC NPF Technoyaks
Russia, Moscow, st. 16th Parkovaya, 30

Annotation. The paper describes a model of a transceiver device (200-220 GHz) based on modern semiconductor devices. The possibility of transmitting digital signals at speeds up to 1 Gbit/s has been experimentally shown. According to calculations, the output power of the transmitter of several hundred microwatts is sufficient to transmit data over a distance of up to 1.5 km with an antenna gain of at least 50 dB. Special attention is paid to the organization of data transmission reception using a digital module working in conjunction with special software.

Keywords: sub-terahertz band, wireless communication line, programmable logic integrated circuit, digital communication.

Дата отправки статьи в редакцию 25 августа 2022 г.