

УДК 621.391.6+535.14

РАЗРАБОТКА БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ В СУБТЕРАГЕРЦОВОМ ЧАСТОТНОМ ДИАПАЗОНЕ

*В. В. Бирюков*¹, *В. Л. Вакс*^{1,2}, *К. И. Кисиленко*¹, *А. Н. Панин*^{1,2}, *С. И. Приползин*^{1,2},
А. С. Раевский^{1*}, *В. В. Щербачков*¹

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

² Институт физики микроструктур РАН, г. Нижний Новгород, Россия

Субтерагерцовый и терагерцовый диапазоны частот перспективны для создания высокоскоростных беспроводных сетей связи из-за возможности достижения полосы пропускания в несколько десятков гигагерц, что обеспечивает высокую пропускную способность. Однако быстрое ослабление сигнала при распространении в атмосфере создаёт сложности в обеспечении работы сетей связи в этих частотных диапазонах. Применение фиксированных узконаправленных антенн с большим коэффициентом усиления позволяет обеспечить дальность прямой наземной связи на расстояние до нескольких километров. Ограничение на дальность связи можно частично снять понижением частоты до 200 ГГц и уменьшением ширины полосы пропускания канала до единиц гигагерц. В работе представлен разработанный авторами принципиально новый подход к созданию широкополосного канала связи (до единиц гигагерц), основанный на применении быстрой модуляции сигнала сантиметрового диапазона длин волн с дальнейшим умножением несущей частоты до 220 ГГц без искажения модулирующего сигнала. Такой подход не использовался в реализованных ранее широкополосных системах связи. Подробно описан макет приёмопередающего устройства (в диапазоне 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.

ВВЕДЕНИЕ

Субтерагерцовый и терагерцовый диапазоны частот являются перспективными для построения высокоскоростных беспроводных сетей связи. Работа в этих диапазонах позволяет использовать полосу пропускания с шириной в несколько десятков гигагерц, обеспечивая высокую пропускную способность. В то же время применение указанных диапазонов вносит определённые сложности в создание сетей связи, в частности связанные с необходимостью учитывать быстрое ослабление сигнала при распространении в атмосфере.

Из-за сравнительно большого поглощения в атмосфере волны субтерагерцового и терагерцового частотного диапазонов относятся к волнам ближнего действия. При распространении волн субтерагерцового диапазона возникает ослабление сигнала в атмосферных газах и гидрометеоролах, 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 и лежащие в окрестностях 22,2 ГГц (H₂O), 60 ГГц (O₂), 118,8 ГГц (O₂), 180 ГГц (H₂O) и т. д. В результате зависимость от частоты ослабления волны в атмосфере имеет сложный вид: существует последовательность линий (и полос) поглощения с окнами относительной прозрачности [1]. Практический интерес для связи представляют окна

* raevsky@nntu.ru

прозрачности, в которых наблюдается минимальное затухание по сравнению с соседними участками субтерагерцового частотного диапазона. Окна относительной прозрачности лежат в следующих диапазонах: $70 \div 100$ ГГц, где атмосферное затухание составляет около 1,5 дБ/км, что близко к затуханию в традиционных диапазонах сверхвысоких частот; в начале терагерцового диапазона в интервале $200 \div 300$ ГГц, где атмосферное затухание составляет около $5 \div 10$ дБ/км. Ограничение на дальность связи может быть частично ослаблено с помощью понижения частоты до нижней части терагерцового диапазона — в субтерагерцовый диапазон (в районе 0,2 ТГц), а также уменьшения ширины полосы пропускания канала с десятков до единиц гигагерц. Кроме того, для прямой наземной связи скомпенсировать большие потери можно путём использования фиксированных узконаправленных антенн при передаче на расстояние более 100 метров. В настоящее время наибольшая скорость передачи данных составляет $24 \div 25$ Гбит/с на расстоянии не более 10 м. Эти результаты представлены в работах [2, 3]. Наибольшая дальность связи 5,8 км при скорости передачи данных 10 Гбит/с на частоте 120 ГГц [4]. Наиболее эффективная система связи представлена в работе [5]. 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 4-уровневая комбинированная квадратурная модуляция.

Субтерагерцовый и терагерцовый частотные диапазоны могут в будущем стать основой беспроводных коммуникационных систем, обеспечивающих в сотни раз большую скорость передачи данных, чем современные сети мобильной связи. Развитие и внедрение систем связи различного назначения в этих диапазонах находятся в прямой зависимости от появления и совершенствования приборов современной электроники.

Целью данной работы являлось создание прототипа канала связи на несущей частоте 220 ГГц с применением отечественных комплектующих, а также достижение скорости передачи данных 1 Гбит/с.

Авторами был разработан новый подход к созданию широкополосного приёмопередающего устройства, основанный на применении быстрой модуляции сигнала с низкой несущей частотой с дальнейшим умножением этой частоты до 200 ГГц без искажения модулирующего сигнала. В качестве быстродействующего модулятора был использован двойной балансный смеситель, который обеспечивает скорость модуляции до нескольких гигагерц. Данный подход не реализовывался в ранее разработанных широкополосных системах связи. Был создан лабораторный макет приёмопередающего тракта на частоте $200 \div 220$ ГГц с применением современных полупроводниковых приборов. Диапазон $200 \div 220$ ГГц был выбран не только из-за наличия в нём окна прозрачности в атмосфере, но и потому, что в этом диапазоне не имеется широко распространённых средств связи, т. е. улучшается помехозащищённость и скрытность канала связи.

1. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ВИДОВ МОДУЛЯЦИИ ДЛЯ ШИРОКОПОЛОСНОЙ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ

Для широкополосной цифровой связи используются в основном три вида модуляции: амплитудная модуляция (Amplitude-Shift Keying, ASK), фазовая модуляция — бинарная (Binary Phase Shift Keying, BPSK) или квадратурная (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK), а также комбинированная квадратурная модуляция (Quadrature Amplitude Modulation, QAM), 4-уровневая (16QAM) или 16-уровневая (256QAM). Рассмотрим преимущества и недостатки каждой из них.

1.1. Амплитудная модуляция

Амплитудная модуляция — это скачкообразное изменение амплитуды U_0 сигнала $U(t)$ во времени t , где низкий уровень амплитуды соответствует цифровому уровню 0, а высокий — уровню 1. Такая модуляция описывается формулой

$$U(t) = U_0[x(t) + B] \cos(\omega_0 t + \varphi),$$

где $x(t)$ — информационный цифровой сигнал ($x = 0, 1$); B, φ — постоянные, $B \geq 0$, ω_0 — несущая частота.

Частным случаем ASK является так называемая модуляция On-Off Keying (OOK), когда $B = 0$ и амплитуда $U_0 = 0$ при $x(t) = 0$ и имеет максимальное значение при $x(t) = 1$.

Достоинства амплитудной модуляции следующие:

1) простота изготовления модулятора и демодулятора (в качестве модулятора можно использовать рpn-диоды, ключи на МОП-транзисторах¹ или балансные смесители, а в качестве демодулятора — диоды Шоттки, балансные смесители или логарифмические усилители);

2) достаточно высокая скорость передачи данных (применение балансных смесителей в качестве модулятора и демодулятора может обеспечить скорость передачи данных до 20 Гбит/с и выше);

3) малое отношение сигнал/шум (15 дБ), необходимое для приёма цифровой информации с допустимой ошибкой передачи данных, измеренной в BER (Bit Error Rate) и равной 10^{-9} (одна ошибка на миллиард битов);

4) возможность некогерентного приёма (это приводит к упрощению приёмной схемы и снижению требований к стабильности частоты задающего генератора передатчика и гетеродина в приёмнике);

Недостатки амплитудной модуляции следующие:

1) широкий спектр частот W , необходимый для передачи сигнала (обычно он в $1,2 \div 2,0$ раза превышает скорость передачи данных R — отсюда и малый коэффициент частотной эффективности $R/W < 1$, в пределах от 0,5 до 0,8);

2) низкая помехоустойчивость (внешний аддитивный шум или помеха непосредственно изменяют амплитуду сигнала; это актуально для диапазонов частот, где такие помехи существуют и достаточно велики).

1.2. Фазовая модуляция

При фазовой модуляции фаза несущего колебания меняется скачкообразно. Такая модуляция описывается формулой

$$U(t) = U_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_m(t) + \varphi_0],$$

где U_0 — амплитуда сигнала с несущей частотой ω_0 , φ_0 — начальная фаза сигнала, $\varphi_m(t)$ — фаза, задаваемая модулирующим сигналом и принимающая M дискретных значений.

Нас интересуют два вида фазовой модуляции:

1) бинарная фазовая модуляция (BPSK), когда $M = 2$ и фаза φ_m равна либо 0° , либо 180° ;

2) квадратурная фазовая модуляция (QPSK), когда $M = 4$ и фаза φ_m принимает четыре значения: $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$ и 270° .

Достоинства фазовой модуляции следующие:

¹ МОП-транзистор — это транзистор на основе структуры металл—оксид—полупроводник.

1) для BPSK — простота модулятора и демодулятора. (в качестве модулятора можно использовать быстрые фазовращатели и балансные смесители, а в качестве демодулятора — фазовые детекторы и балансные смесители ²);

2) высокая скорость передачи данных (более 20 Гбит/с при использовании балансных смесителей);

3) малое отношение сигнал/шум (при BER = 10^{-9} для BPSK и BER = $2 \cdot 10^{-9}$ для QPSK это отношение равно 15 дБ);

4) для QPSK — меньший в 2 раза частотный диапазон, занимаемый сигналом, при такой же скорости передачи данных R , как для ASK и BPSK;

5) высокая помехоустойчивость.

Недостатки фазовой модуляции следующие:

1) BPSK-сигнал занимает такой же широкий спектр, как и ASK, только с подавленной несущей частотой;

2) для демодуляции необходимо восстановление несущей частоты в приёмнике, что усложняет его схему, требует высокостабильных генераторов как в передатчике, так и в приёмнике;

3) необходимо когерентное детектирование сигнала (но даже в этом случае существует проблема неопределённости начальной фазы в приёмнике, и для её решения используется дифференциальное кодирование или двойная относительная фазовая модуляция, что приводит к уменьшению скорости передачи данных и усложнению кодирующих и декодирующих схем).

1.3. Квадратурная модуляция

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

Сигнал представляет собой сумму двух несущих колебаний одной частоты, но сдвинутых по фазе относительно друг друга на 90° . Квадратурная модуляция описывается формулой

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

где $I_m(t)$ и $Q_m(t)$ — прямой и квадратурный модулирующие сигналы соответственно, ω_0 — несущая частота, m — количество битов, переносимых одним сигналом. Если $m = 4$, то модуляция называется 16QAM ($m^2 = 16$). Для $m = 16$ модуляция называется 256QAM. Графически такие сигналы можно представить в виде сигнальных созвездий. Например, сигнальное созвездие для 16QAM показано на рис 1.

Достоинства квадратурной модуляции следующие:

1) уменьшение ширины частотного спектра, занимаемого сигналом (для 16QAM — в 4 раза, для 256QAM — в 8 раз, соответственно коэффициент частотной эффективности повышается до $2,5 \div 10$);

² Для QPSK необходимо иметь два квадратурных балансных смесителя в качестве как модулятора, так и демодулятора.

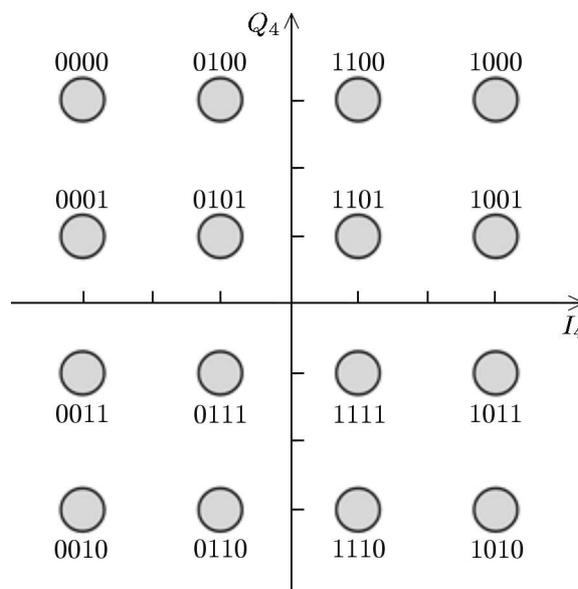


Рис. 1. Сигнальное созвездие для 16QAM

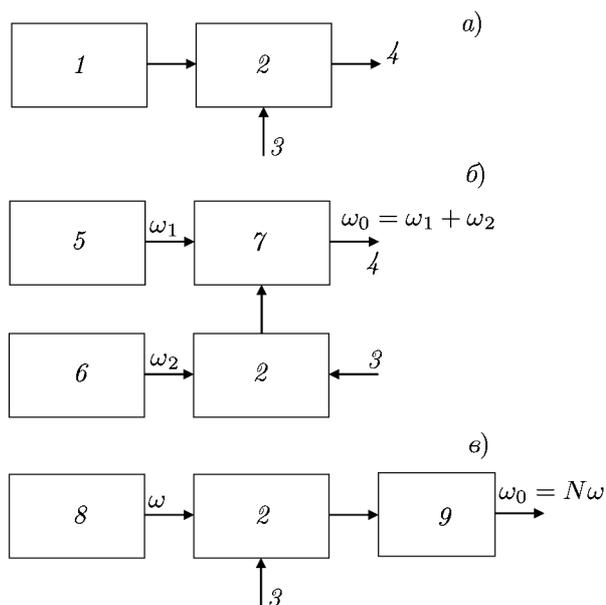


Рис. 2. Схемы вариантов модуляции: схема прямой модуляции (а), схема переноса модулированного низкочастотного колебания вверх по частоте с использованием смесителя частоты (б), схема умножения частоты низкочастотного модулированного сигнала (в): 1 — генератор несущей частоты ω_0 , 2 — модулятор, 3 — модулирующий сигнал, 4 — выход, 5 и 6 — генераторы частот ω_1 и $\omega_2 \ll \omega_1$ соответственно, 7 — смеситель, 8 — генератор частоты ω , 9 — умножитель частоты ($\omega_0 = N\omega$)

дуляции, но у него есть один существенный недостаток — малый сигнал на выходе смесителя. Лучшие смесители в диапазоне частот 200÷220 ГГц имеют потери не менее 10 дБ при мощности входного сигнала не более 1 мВт. Это означает, что мощность выходного сигнала не может превышать 0,1 мВт. К тому же требуется применение полосового фильтра на выходе смесителя с целью устранения зеркального канала, а это приведёт к дополнительным потерям сигнала. Такая система передатчика не сможет обеспечить необходимый уровень выходного сигнала без усилителя мощности, а такие усилители на коммерческом рынке недоступны.

Наконец, третий способ получить сигнал достаточного уровня мощности на выходе передатчика связан с умножением частоты от низкочастотного модулированного сигнала (см. рис. 2в). Имеющиеся на рынке умножители частоты в этом частотном диапазоне имеют мощность выходного сигнала порядка 1 мВт, 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 модуляция ООК. Недостатки, присущие такой модуляции, становятся несущественными из-за очень высокой частоты рабочего диапазона. Широкая полоса частот (2,8 ГГц), занимаемая сигналом со скоростью передачи 1 Гб/с, не имеет значения, поскольку, во-первых, в диапазоне частот 200÷220 ГГц она составляет 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 приёмный тракт другим источникам, даже если

2) высокая скорость передачи данных за счёт уменьшения частоты модуляции и увеличения количества информации в одном состоянии сигнала.

Недостатки квадратурной модуляции следующие:

1) сложность в реализации (необходимо иметь высокостабильные генератор и гетеродин);

2) необходимость использования когерентного приёмника, сложная схема модулятора и демодулятора;

3) повышение отношения сигнал/шум, связанное с уменьшением разницы между соседними уровнями сигнала (для BER = 10^{-9} это значение составляет 20 дБ для 16QAM и 26 дБ для 256QAM);

4) низкая помехоустойчивость (по той же причине, что указана выше).

Простейшей схемой модуляции может быть схема прямой модуляции несущей частоты (см. рис. 2а). Такая схема в нашем случае неприменима из-за отсутствия доступных на коммерческом рынке модулирующих устройств в выбранном диапазоне частот.

Другой способ предполагает перенос низкочастотного модулированного колебания по частоте вверх при помощи смесителя частоты (см. рис. 2б). Этот способ подходит для всех типов модуляции,

бы они были где-то рядом. Низкая помехоустойчивость не важна по той же причине отсутствия помех в этом диапазоне частот. Таким образом, применение амплитудной модуляции позволяет построить оптимальную структурную схему приёмопередатчика с применением умножителей частоты.

2. РАЗРАБОТКА ШИРОКОДИАПАЗОННОГО ПРИЁМОПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ТЕРАГЕРЦОВОГО ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА

На рис. 3а и б представлены схемы передатчика и приёмника этого устройства соответственно. В качестве задающих генераторов как передатчика, так и гетеродина приёмника применены генераторы на диэлектрических резонаторах (ГДР) с частотами 7,33 ГГц для передатчика и 7 ГГц для приёмника. Они обладают достаточно высокой стабильностью частоты (порядка 10^{-6} от несущей) и очень высокой спектральной чистотой сигнала. Изменение температуры на 100°C приведёт к вариации промежуточной частоты (ПЧ) в приёмном тракте не более чем на 40 МГц, что является несущественным изменением для передачи и приёма амплитудно-манипулированных сигналов.

Применение 2-ступенчатого умножителя частоты обусловлено невозможностью сделать активный умножитель частоты (с частотой выходного сигнала 220 ГГц) из-за отсутствия доступной элементной базы. В пассивном удвоителе частоты применены диоды Шоттки. При этом максимальная мощность входного сигнала на частоте 110 ГГц не должна превышать 20 мВт. Удвоитель частоты работает с коэффициентом полезного действия порядка 3%. Мощность выходного сигнала на частоте 220 ГГц равна $P_{\text{out}} = 0,7$ 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 модуляцию 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, аттенуаторов и т. д. Это позволяет внести необходимые изменения в структурную схему в результате испытаний и наладки приёмопередаточного тракта.

Сигнал после удвоения по частоте до 220 ГГц поступает на антенну, имеющую высокий (порядка 50 дБ) коэффициент усиления.

В приёмнике сигнал на частоте 220 ГГц поступает с приёмной антенны на вход субгармонического смесителя, где смешивается со второй гармоникой гетеродина 105 ГГц. Сигнал промежу-

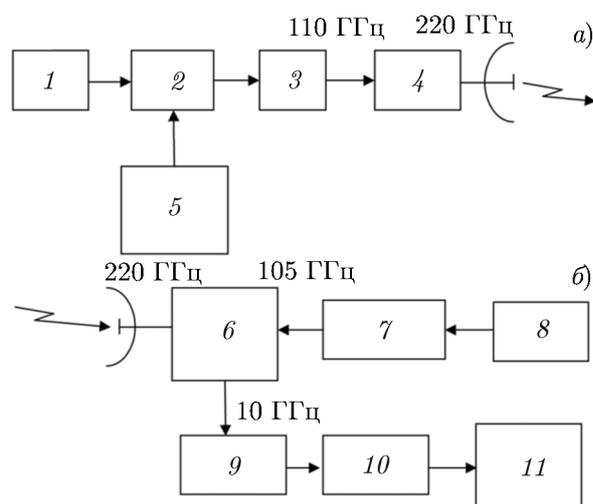


Рис. 3. Схемы передатчика (а) и приёмника (б) приёмопередаточного устройства: 1 — генератор на диэлектрическом резонаторе (частота 7,333 ГГц), 2 — модулятор (для амплитудной модуляции), 3 — умножитель частоты на 15, 4 — удвоитель частоты, 5 — цифровой интерфейс со скоростью передачи данных до 1 Гб/с, 6 — субгармонический смеситель, 7 — умножитель частоты на 15, 8 — генератор на диэлектрическом резонаторе (частота 7 ГГц), 9 — усилитель промежуточной частоты, 10 — демодулятор (для амплитудной модуляции), 11 — цифровой интерфейс со скоростью передачи данных до 1 Гб/с

точной частоты, равной

$$F_{IF} = (220 - 2 \cdot 105) \text{ ГГц} = 10 \text{ ГГц},$$

поступает на усилитель промежуточной частоты.

Чтобы усилить без искажений модулированный сигнал ПЧ, ширина полосы усиления ПЧ должна составлять более 2,8 ГГц. В нашем случае эта ширина выбрана равной $8 \div 12$ ГГц (одна из стандартных). Коэффициент усиления может дискретно изменяться в пределах $45 \div 75$ дБ путём последовательного соединения нескольких усилителей. Первый усилитель имеет коэффициент усиления более 30 дБ и коэффициент шума не более 2,0 дБ для обеспечения максимально возможного отношения сигнал/шум на входе приёмной системы.

Субгармонический смеситель на частоте 220 ГГц имеет потери преобразования не более 15 дБ. При этом на гетеродинном входе мощность сигнала составляет не более 20 мВт на частоте 105 МГц. Выходная полоса промежуточной частоты — не менее $8 \div 12$ ГГц.

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

Сигнал гетеродина на частоте 105 ГГц формируется активным множителем частоты на 15. В качестве задающего использован ГДР на частоте 7 ГГц. Уровень мощности выходного сигнала ГДР составляет не менее 10 мВт. Активный множитель частоты на 15 гетеродинного приёмника работает в узком частотном диапазоне ($105 \pm 0,2$) ГГц. Уровень мощности выходного сигнала множителя на частоте 105 ГГц должен быть не менее 20 мВт для обеспечения эффективной работы смесителя. Частота ГДР 7 ГГц и, соответственно, коэффициент умножения, равный 15, выбраны исходя из того, чтобы эта частота и её гармоники не попадали в полосу ПЧ-приёмника.

Был проведён эксперимент по определению максимальной скорости передачи данных через канал связи в лабораторных условиях. В качестве модулятора и демодулятора были использованы двойные балансные смесители. В передатчике смеситель имел следующие характеристики: диапазон рабочих частот $3 \div 10$ ГГц; диапазон частот ПЧ выхода, который в данном случае является входом модулятора, $0 \div 2$ ГГц; коэффициент изоляции между входами более 30 дБ; коэффициент потерь не более 7 дБ.

В приёмнике смеситель имел следующие характеристики: диапазон рабочих частот $8 \div 12$ ГГц; диапазон частот ПЧ-выхода $0 \div 2$ ГГц; коэффициент изоляции между входами более 25 дБ; коэффициент потерь не более 8 дБ.

Осциллограмма амплитудно-манипулированного сигнала, прошедшего умножителя частоты передатчика, смеситель, усилитель ПЧ и демодулятор приёмника, показана на рис. 4.

Частота амплитудной модуляции была равна 500 МГц, что соответствует скорости передачи данных 1 Гбит/с. Сигнал на выходе демодулятора имеет отрицательную полярность. Длительность фронта и спада сигнала не превышает 300 пс, что в большей мере ограничено полосой частот осциллографа, равной 1 ГГц. Сигнал модуляции, прошедший всю систему от входа модулятора до выхода демодулятора, не имеет существенных искажений.

Результаты данного эксперимента подтверждают возможность использования амплитудной модуляции для построения систем терагерцовой связи со скоростью передачи до 1 Гбит/с.

3. РАСЧЁТ БЮДЖЕТА МОЩНОСТИ ПЕРЕДАТЧИКА РАДИОКАНАЛА

Проведён расчёт бюджета мощности передатчика для следующих условий: расстояние $D = 1,5$ км; коэффициент усиления антенны $G = 50$ дБ; потери в волноводном приёмном тракте

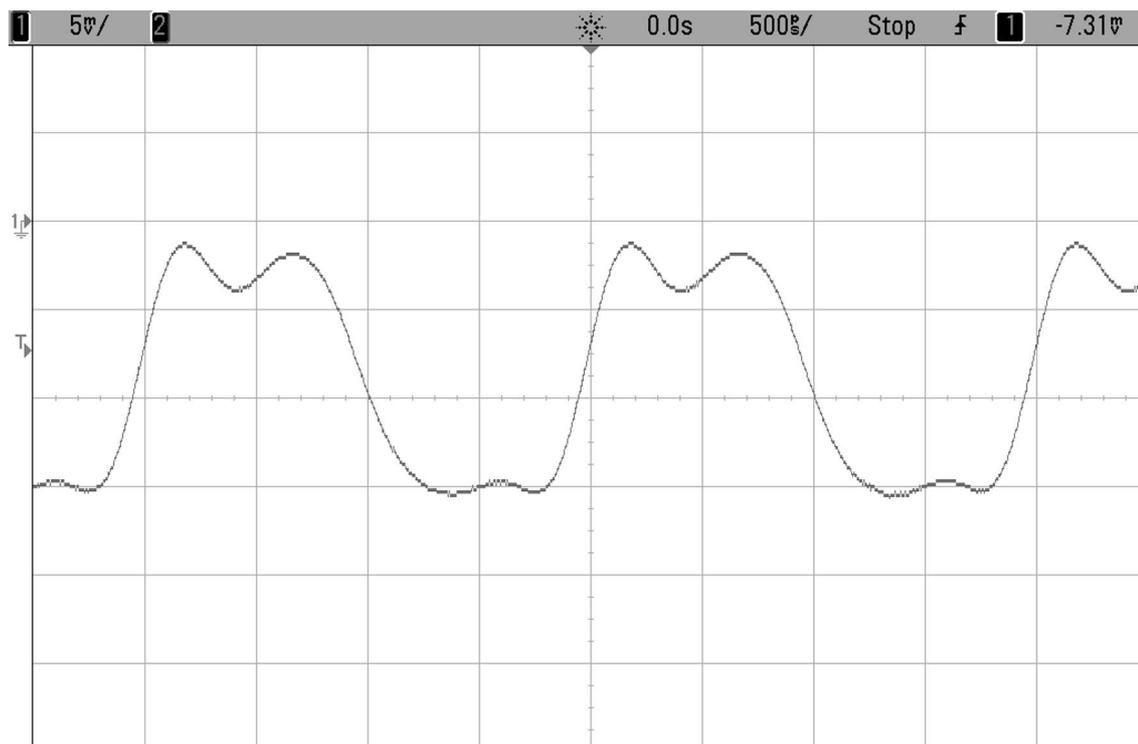


Рис. 4. Осциллограмма демодулированного сигнала (частота повторения импульсов 500 МГц, по оси абсцисс — время, цена деления 500 пс; по оси ординат — напряжение на выходе демодулятора, цена деления 5 мВ)

$L_{0\text{rec}} = 1$ дБ и передающем тракте $L_{0\text{tr}} = 1$ дБ; затухание в атмосфере 1,5 дБ/км (следовательно, потери в атмосфере на расстоянии 1,5 км составляют $L_{\text{atm}} = 2,25$ дБ); коэффициент шума смесителя $K_{\text{mix noise}} = 15$ дБ; коэффициент шума усилителя ПЧ $K_{\text{IFA noise}} = 2$ дБ; скорость передачи данных 1 Гбит/с.

Расчёты показывают следующее.

1) Потери в тракте на расстоянии 1,5 км составляют

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

где c — скорость света, f — частота приёмопередающего устройства.

2) Мощность тепловых шумов для усилителя ПЧ с полосой пропускания 1,5 ГГц для скорости передачи 1 Гбит/с равна

$$P_{\text{noise}} = (-174 + 92) \text{ дБм} = -82 \text{ дБм}.$$

3) Шумы приёмника составляют

$$P_{\text{rec noise}} = P_{\text{noise}} + K_{\text{mix noise}} + K_{\text{IFA noise}} = (-82 + 15 + 2) \text{ дБм} = -65 \text{ дБм}.$$

4) Потери в приёмно-передающем тракте равны

$$\begin{aligned} L_{\text{rec-tr}} &= \text{Loss} - G_{\text{tr ant}} - G_{\text{rec ant}} + L_{\text{ant}} + L_{0\text{tr}} + L_{0\text{rec}} = \\ &= (143 - 50 - 50 + 2,25 + 1 + 1) \text{ дБ} = 47,25 \text{ дБ}, \end{aligned}$$

где $G_{tr\ ant}$ и $G_{rec\ ant}$ — коэффициенты усиления передающей и приёмной антенн соответственно.

5) Необходимая мощность передатчика с учётом запаса при отношении сигнал/шум $SNR = 15$ дБ равна $P_{tr\ out} = P_{rec\ noise} + SNR + L_{rec-tr} = (-65 + 15 + 47,25)$ дБм = $-2,75$ дБм, что соответствует $P_{tr\ out} = 0,53$ мВт.

Таким образом, расчёты показывают, что мощности выходного сигнала передатчика $P_{out} = 0,7$ мВт достаточно для передачи цифровых данных на расстояние до 1,5 км при коэффициенте усиления антенны не менее 50 дБ.

4. РАСЧЁТ 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. Преимуществами антенны являются её небольшой размер, хорошая отработанность технологии её изготовления, при этом достигаются высокие значения коэффициента усиления и малые уровни боковых лепестков. Конструкция антенны представлена на рис. 5.

Лучевой подход [6] позволяет в первом приближении найти основные параметры антенны:

- 1) диаметр основного зеркала

$$D_b = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{G_m}{\nu}},$$

где ν — коэффициент использования поверхности (рекомендуемые значения составляют $0,5 \div 0,7$), λ — длина волны, G_m — коэффициент усиления;

- 2) фокусное расстояние

$$f_b = (0,35 \div 0,5) D_b;$$

- 3) половину угла раскрыва

$$\psi_0 = 2 \arctg \left(\frac{D_b}{4f_b} \right);$$

- 4) диаметр вспомогательного зеркала

$$D_{sm} = \sqrt{2\alpha\lambda f_b},$$

Рис. 5. Основные геометрические параметры антенны Кассегрена

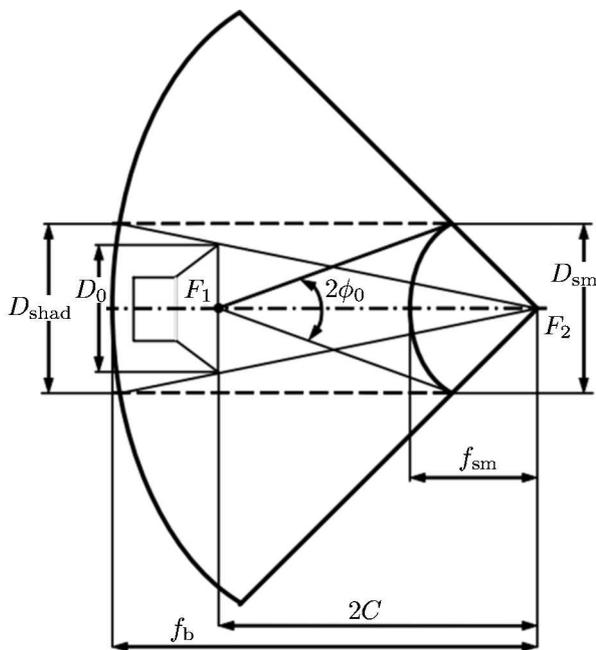
где α — коэффициент, учитывающий амплитудное распределение поля в раскрыве облучателя;

- 5) эксцентриситет

$$e_K = \frac{4f_b + D_{sm}}{4f_b - D_{sm}};$$

- 6) половину угла раскрыва вспомогательного зеркала

$$\phi_0 = 2 \arctg \left[\frac{e_K - 1}{e_K + 1} \operatorname{tg} \left(\frac{\psi_0}{2} \right) \right];$$



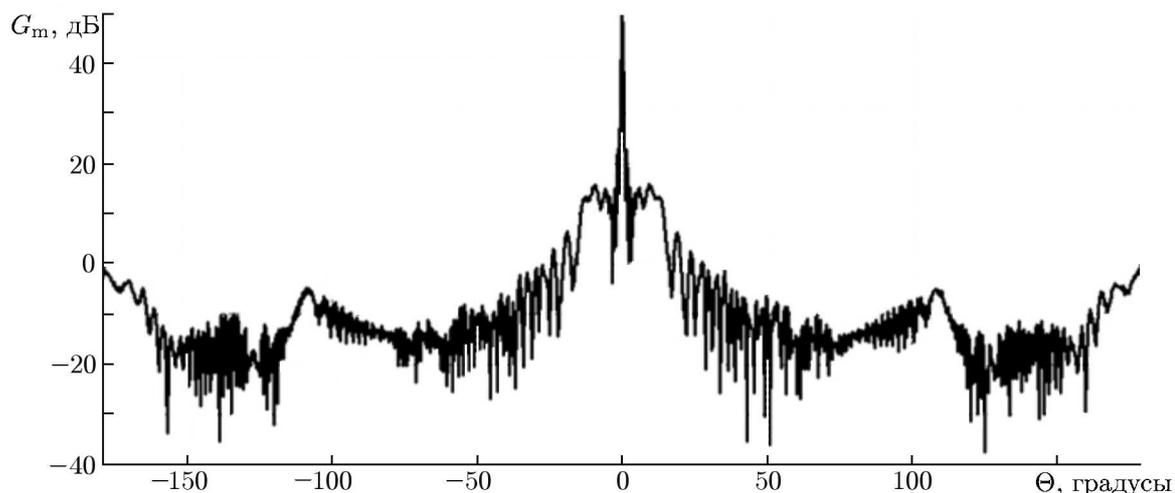


Рис. 6. Диаграмма направленности антенны Кассегрена в E -плоскости

7) расстояние между действительным и мнимым фокусами гиперболы

$$4C = \frac{D_{sm} \sin(\psi_0 + \phi_0)}{\sin \psi_0 \sin \phi_0}.$$

Рассчитанных параметров достаточно для построения модели антенны в системе автоматизированного проектирования для точного вычисления и анализа полученных характеристик. Расчёт электрических параметров и характеристик антенны Кассегрена проводился при помощи этой системы с использованием метода интегральных уравнений, позволяющего выполнить расчёт крупных (в масштабе длин волн) структур.

На рис. 6 приведены результаты вычисления диаграммы направленности антенны Кассегрена. Диаграмма направленности имеет игловидную форму и полностью соответствует предъявляемым требованиям, при этом достигается хорошее согласование в полосе частот 219÷221 ГГц. Коэффициент стоячей волны по напряжению в указанной полосе не превышает 1,06.

5. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе представлен развитый авторами подход к созданию высокоскоростных беспроводных систем связи субтерагерцового частотного диапазона на основе полупроводниковых приборов и фиксированных узконаправленных антенн. Представлен разработанный лабораторный макет широкополосного приёмопередающего устройства этого частотного диапазона (200÷220 ГГц). Новизна представленного подхода состоит в применении широкополосного модулятора на низких частотах с переносом модуляции при помощи умножения частоты вверх до 220 ГГц. Приведены результаты предварительного тестирования лабораторного макета широкополосного приёмопередающего устройства, показавшие возможность передачи цифровых сигналов со скоростью до 1 ГГб/с.

Дальнейшее развитие предложенной схемы предполагает применение усилителей в передатчике и приёмнике для увеличения мощности выходного сигнала и уменьшения коэффициента шума приёмника.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда (проект 17-19-01628).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Вишнеvский В., Фролов С., Шахнович И. // Электроника: Наука, технология, бизнес. 2011. № 1. С. 90.
2. Kallfass I., Antes J., Schneider T., et al. // IEEE Trans. Terahertz Sci. Technol. 2011. V. 1, No. 2. P. 477.
3. Song H. J., Ajito K., Muramoto Y., et al. // Electron. Lett. 2012. V. 48. P. 953.
4. Hirata A., Kosugi T., Takahashi H., et al. // IEEE Int. Wireless Inform. Technol. Syst. Conf. 28 August–3 September 2010, Honolulu. Art. no. 5611945.
5. Wang C., Lin C., Chen Q., et al. // IEEE Trans. Microwave Theory Techn. 2013. V. 61, No. 7. P. 2737.
6. Заикин И. П., Тоцкий А. В., Абрамов С. К. Проектирование антенных устройств радиорелейных линий связи. Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2006. 90 с.

Поступила в редакцию 24 апреля 2018 г.; принята в печать 30 октября 2018 г.

**DEVELOPMENT OF WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS
IN THE SUBTERAHERTZ FREQUENCY RANGE**

*V. V. Biryukov, V. L. Vaks, K. I. Kisilenko, A. N. Panin, S. I. Pripolzin, A. S. Raevsky, and
V. V. Shcherbakov*

The subterahertz and terahertz frequency ranges are promising for the creation of high-speed wireless communication systems because of the possibility to achieve a bandwidth of about several dozen gigahertz, which ensures a high channel capacity. However, rapid attenuation of a signal during its propagation in the atmosphere complicates the operation of communication systems in these ranges. The use of fixed narrow-beam antennas with a high power gain provides a direct surface communication distance of up to a few kilometers. The communication distance limitation can be partially removed by decreasing the frequency down to 200 GHz and narrowing the channel bandwidth down to a few gigahertz. A radically new approach was developed to create a wideband (up to one gigahertz) communication channel based on rapid modulation of a centimeter wavelength signal followed by the carrier-frequency multiplication up to 230 GHz without the modulating-signal distortion. This approach was not used in the previous communication systems. The model of a transmit–receive system (200–220 GHz) based on modern semiconductor devices is described in detail. The possibility of digital signal transmission at a speed of up to 1 Gbit/s is experimentally shown. According to calculations, an output power of the transmitter about several hundreds of microwatt is enough for data transmission to a distance of up to 1.5 km with an antenna gain of no less than 50 dB.