

УДК 621.396.624

ВЛИЯНИЕ ДОПЛЕРОВСКОГО ЭФФЕКТА НА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ПРИЕМНИКА ИНФРАКРАСНОГО ДИАПАЗОНА В КАНАЛЕ МЕЖСПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

С.А. ЛУКАШЕВИЧ, В.Н. УРЯДОВ, Я.В. РОЩУПКИН,
В.Н. КИЙКО, А.С. ЗЕЛЕНИН, Т.В. ПОЛУЯН

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 18 октября 2018

Аннотация. Рассмотрено влияние доплеровского эффекта на наиболее перспективные методы приема оптических сигналов инфракрасного диапазона длин волн в канале связи между нестационарными искусственными спутниками Земли.

Ключевые слова: гомодинный метод приема, двоичная фазовая манипуляция, метод прямого фотодетектирования с предварительным усилителем, амплитудная манипуляция, доплеровский эффект, инфракрасное излучение.

Введение

Основной проблемой при использовании фазовых и частотных методов модуляции, как при прямом фотодетектировании, так и при когерентном приеме в спутниковых системах связи, является наличие доплеровского эффекта. В оптическом канале связи между низкоорбитальным (Low-Earth Orbit – LEO) и геостационарным (Geosynchronous Equatorial Orbit – GEO) спутниками существует частотный разброс, порожденный доплеровским сдвигом частот, ввиду взаимного перемещения спутников. Доплеровский сдвиг для двух объектов определяется исходя из следующих параметров: взаимная скорость движения v , частота несущей f_0 и угол между траекториями движения объектов α .

Доплеровский сдвиг рассчитывается по формуле:

$$f = f_0 \frac{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}{1 - \frac{v}{c} \cos \alpha}$$

Величины доплеровского сдвига для различных максимальных взаимных скоростей перемещения искусственных спутников земли (ИСЗ) и различных длин волн источников излучения приведены в табл. 1.

Таблица 1. Величина доплеровского сдвига при различных условиях

Максимальная скорость взаимного перемещения спутников, км/с	Доплеровский сдвиг для длины волны 1550 нм, ГГц
10	±6,5
12	±7,5
16	±10

При максимальной взаимной скорости движения спутников 12 км/с доплеровский сдвиг составляет 7,5 ГГц, а скорость изменения частоты – около 10 МГц/с. Такие значения лежат далеко за пределами типичных характеристик систем фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ, что, в свою очередь, требует либо расширения полосы входного оптического фильтра,

что негативно скажется на чувствительности приемника [1], либо компенсации до значений в несколько МГц. Отмечено, что доплеровский сдвиг может быть предсказан, если известны высоты подвеса спутников, их орбиты и длины волн передающих лазеров. В радиочастотном диапазоне уже используется такой подход, и он позволяет получить результаты с погрешностью 250 Гц для несущей частоты 2,4 ГГц [2]. Для оптических межспутниковых систем связи ошибка расчетов доплеровского сдвига ожидается в пределах ± 15 МГц.

Анализ литературы [3–9] позволил построить графики зависимостей коэффициента ошибки от чувствительности, для гомодинных и гетеродинных приемников для различных типов модуляции (рис. 1).

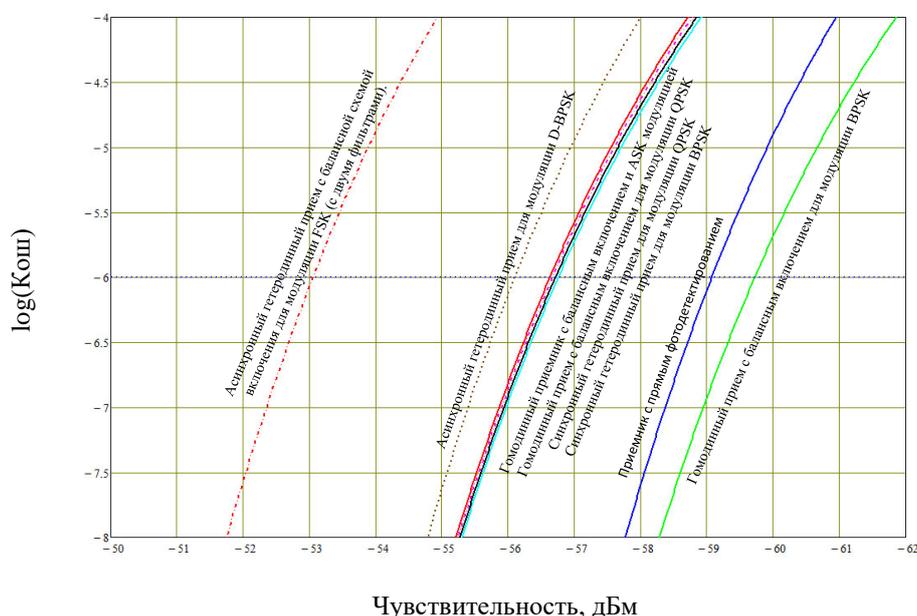


Рис. 1. Зависимость коэффициента ошибок от чувствительности приемника для длины волны излучения 1550 нм

Из графиков (рис. 1) видно, что из всех сравниваемых типов приемников, наибольшей чувствительностью обладают приемники прямого фотодетектирования и гомодинный с балансным включением с двоичной фазовой модуляцией (BPSK – Binary Phase Shift Keying).

Принцип работы приемника прямого фотодетектирования с предусилителем

Оптический предусилитель, установленный перед традиционным приемником прямого фотодетектирования, улучшает чувствительность оптического приемника и расширяет энергетический потенциал системы. Самым распространенным предусилителем в волоконно-оптических линиях связи является волоконно-оптический усилитель на оптическом волокне, легированном ионами эрбия, усилитель типа EDFA (Erbium Doped Fibre Amplifier). Его применение ограничено окном прозрачности 1550 нм.

Принцип работы оптического усилителя основан на использовании волокна, легированного редкоземельными элементами. Такой подход дает возможность создать усилитель, работающий на различных длинах волн из диапазона от 500 до 3500 нм. Структурная схема оптического усилителя представлена на рис. 2. Предусилитель состоит из двух активных элементов: активного волокна и оптической накачки, которая представлена полупроводниковым лазерным источником излучения. Для подмешивания сигнала накачки в волокно применяется оптический разветвитель.

Выигрыш чувствительности приемника с применением оптического предусилителя составляет 15...20 дБ.



Рис. 2. Структурная схема оптического предусилителя

Принцип работы когерентного приемника

Использование лазерного местного гетеродина, благодаря выбору соответствующей мощности, позволяет подавить все шумы от любого источника, кроме шумов местного гетеродина. Это способствует обеспечению максимального отношения сигнал/шум в приемной системе. Также достоинством использования указанного гетеродина является легкость усиления на промежуточной частоте. Отношение сигнал/шум гораздо выше, чем при прямом фотодетектировании.

При гомодинном методе приема частоты входного оптического сигнала и оптического колебания лазерного местного гетеродина должны быть одинаковыми, а фазы – синхронизированными. Таким образом, оптического сигнала ПЧ, а, следовательно, и электрического, не будет, так как разностная частота будет равно нулю. Структурная схема приемника будет состоять только из оптического сумматора, фотодетектора, усилителя, электрического выходного фильтра, лазерного местного гетеродина, системы фазовой автоподстройки частоты и системы автоматического контроля над поляризацией. Структурная схема оптического приемника, реализующего метод гомодинного приема, приведена на рис. 3.

По сравнению с методом прямого детектирования когерентный прием имеет следующие преимущества: возможность определения фазы и частоты когерентного оптического сигнала; прием при спектральном мультиплексировании с меньшим разносом канала приема и передачи; меньшая чувствительность к нежелательному внешнему фоновому оптическому излучению; повышенное отношение сигнал/помеха.



Рис. 3. Структурная схема оптического гомодинного приемника

Недостатком является сложность системы связи. Необходимым условием когерентного приема является синхронизация принимаемого оптического излучения и оптического излучения гетеродина. То есть поляризация этих оптических сигналов должна быть одинакова, а частота и фаза согласованы. Это предъявляет высокие требования к лазерам, которые должны быть одночастотными, иметь минимальные флуктуации фазы, частоты и интенсивности излучения, то есть отличаться высокой стабильностью. Кроме того, лазер-гетеродин должен синхронизироваться с принимаемым оптическим сигналом путем адаптивной подстройки фазы и частоты с использованием обратной связи по фазе.

Анализ влияния доплеровского сдвига на чувствительность приемника прямого фотодетектирования с предварительным усилителем

Изменение частоты вследствие эффекта Доплера оказывает негативное влияние на чувствительность приемника прямого детектирования с оптическим предварительным усилителем, поскольку для приема сигнала необходимо увеличивать полосу пропускания оптического фильтра на входе предусилителя. На рис. 4 приведен график зависимости чувствительности по средней мощности от ширины полосы пропускания входного оптического фильтра.

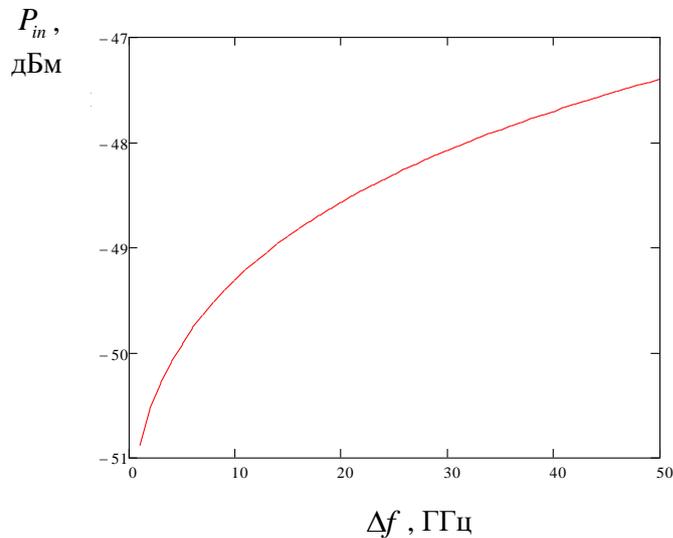


Рис. 4. Зависимость чувствительности приемника с предусилителем от ширины полосы пропускания оптического фильтра

Для фазовых методов модуляции при прямом фотодетектировании важную роль играет изменение фазы оптической несущей вследствие эффекта Доплера. Основной составной частью приемника является схема преобразования фазовой модуляции в модуляцию интенсивности, выполненная на интерферометре Маха–Цендера, в одно из плеч которого введена линия задержки. Данная схема производит сравнение фаз текущей посылки и задержанной, следовательно, время задержки должно точно соответствовать длительности одного бита для выбранной скорости передачи. При изменении частоты вследствие эффекта Доплера между посылками возникнет набег фаз, зависящий от скорости передачи и величины частотного сдвига. Для скорости передачи 1,25 Гбит/с и длины волны 1550 нм величина набега фазы приведена в табл. 2.

Таблица 2. Величина набега фазы в результате доплеровского сдвига

Максимальная скорость взаимного перемещения спутников, км/с	Доплеровский сдвиг, ГГц	Набег фазы, Рад
10	$\pm 6,5$	$\pm 10,4\pi$
12	$\pm 7,5$	$\pm 12\pi$
16	± 10	$\pm 16\pi$

Необходимо отметить, что данный набег фазы возникает за время приема одного бита, и поскольку доплеровский сдвиг меняется медленно, набег фазы будет накапливаться с каждым последующим битом, что делает невозможным использование фазовых методов модуляции без подстройки линии задержки.

Способ компенсации доплеровского сдвига при когерентном приеме

Для решения проблемы доплеровского сдвига существует несколько подходов, которые существенно усложняют схемотехническое исполнение приемника и (или) источника излучения.

Например, постоянная подстройка частоты передающего лазера на основании информации о траектории движения и скоростях спутников, подстройка частоты местного гетеродина при помощи системы ФАПЧ, использование гетеродинного приема с широким полосовым фильтром и др. В то же время оптическая фазовая автоподстройка частоты не позволяет компенсировать большой разброс частот без дополнительных мероприятий.

Для наземных систем нет надобности в применении оптической фазовой автоподстройки частоты (ОФАПЧ), однако в высокоскоростных волоконно-оптических системах передач (ВОСП) используется цифровой метод компенсации (подстройки) фазы несущей после соответствующего вычисления фазовой ошибки в цифровом сигнальном процессоре (DSP – Digital Signal Processor). В случае наличия достаточной надежности высокоскоростных интегральных схем для использования на борту ИСЗ когерентный оптический приемник является наилучшим вариантом [10].

В цифровых когерентных приемниках наиболее часто применяется «Feedforward»-метод оценки фазы несущей для ее синхронизации, так как он является наиболее простым для аппаратной реализации [11].

В начале исследований «Feedforward»-алгоритм ограничивал допустимое отклонение частот между передатчиком и локальным генератором в пределах нескольких мегагерц. Новые алгоритмы позволяют обрабатывать более широкий диапазон несовпадения частот (± 5 ГГц) [12]. Однако даже последние наработки в области цифровой обработки сигналов не позволяют перекрыть диапазон подстройки частот ± 7 ГГц, необходимый для устойчивого когерентного приема в условиях доплеровского сдвига в межорбитальных оптических каналах.

В работе [13] представлен практический подход к компенсации доплеровского сдвига, применимый к гомодинному оптическому когерентному приемнику межорбитальных спутниковых систем связи. Подход компенсации доплеровского сдвига основан исключительно на изменении частоты локального генератора. Пример работы схемы компенсации доплеровского сдвига приведен на рис. 5. Лазер передатчика работает в одномодовом режиме без перескока моды, к излучению которого применена BPSK-модуляция (рис. 5, а). После достижения приемника в сигнале появляется доплеровский сдвиг, описанный выше. В начале процедуры захвата частоты (Frequency acquisition) оба излучения, как передающего лазера, так и локального генератора, находятся в своих частотно-неопределенных полосах с большим промежутком между ними ввиду доплеровского эффекта (рис. 5, б, в). Далее к локальному генератору применяется частотный сдвиг, равный вычисленному значению доплеровского сдвига, в соответствии с известной информацией о траекториях и скоростях движения спутников. На этом этапе остаточная ошибка несовпадения частот несущей и локального генератора может составлять до 30 МГц вследствие неточностей численного метода предсказания. Такой разброс не может быть захвачен системой ФАПЧ, имеющей полосу порядка десятков килогерц. После этого частота локального генератора «скользит» в диапазоне ± 20 МГц таким образом, что сигнал попадает в полосу ФАПЧ (рис. 5, г).

Оптический гомодинный приемник состоит из местного генератора (лазера), поляризационно-квадратурного смесителя, двух балансных оптических приемников, схемы ФАПЧ типа петли Костаса, генератора «скольжения» частоты и предсказателя-компенсатора доплеровского сдвига. Структурная схема такого приемника приведена на рис. 6.

Поляризационно-квадратурный смеситель объединяет принятый оптический сигнал и сигнал местного генератора. Синфазный сигнал при этом смешении попадает в I-порт, а квадратурный – в Q-порт. Каждая пара выходов поляризационно-квадратурного смесителя объединена в два балансных приемника с полосой пропускания 10 ГГц. Выходные сигналы балансных приемников поступают на схему ФАПЧ типа петли Костаса для детектирования разницы фазы несущей, как и сигнал ошибки основной полосы на основании BPSK-модулированных I- и Q-сигналов, который, в свою очередь, посылается на пьезо-актуатор местного генератора (лазера). Для предварительной (грубой) подстройки частоты цепь «скольжения» генерирует осциллирующее напряжение, которое добавляется к управляющему сигналу пьезо-актуатора. Цепь «скольжения» частоты основана на генераторе с мостом Вина, который автоматически запускается от нестабильных компонент остаточных ошибок цепи ФАПЧ петли Костаса.

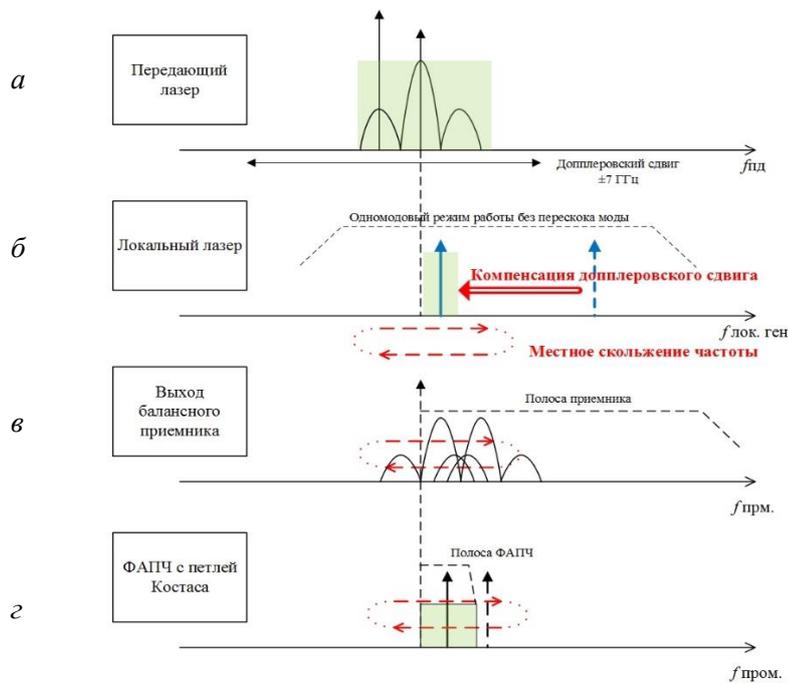


Рис. 5. Диаграммы работы схемы подстройки частоты

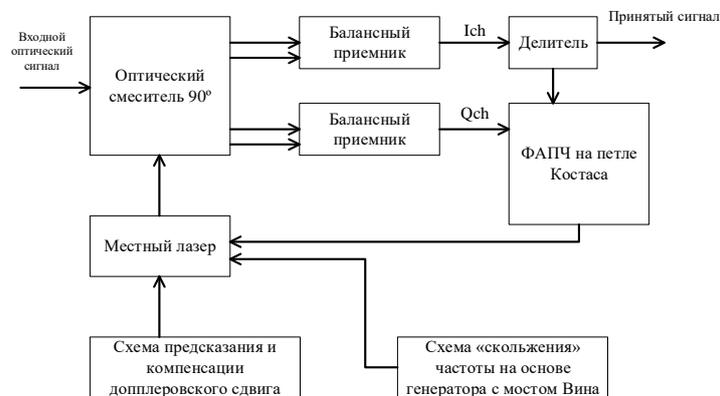


Рис. 6. Структурная схема гомодинного приемника с компенсацией доплеровского сдвига

Заключение

С точки зрения выбора метода приема и типа модуляции, если не обращать внимание на сложность конструкции приемника и множество проблем при его проектировании, стоит выделить гомодинный прием с использованием BPSK-модуляцией, т. к. именно такая комбинация приемника и типа модуляции дает наибольший выигрыш, что позволяет получить значения чувствительности $-56,17$ дБм, при использовании схемы компенсации доплеровского сдвига и параметрах $\eta = 0,85$, $\lambda = 1550$ нм, $V = 1,25$ Гбит/с. Полученное значение находится достаточно близко к расчетному пределу чувствительности балансного гомодинного приемника с применением BPSK-модуляции. Дополнительные потери, порядка 3,3 дБ, в основном, порождены применением поляризационно-квадратурного смесителя. Они могут быть снижены по мере улучшения его технических характеристик, что позволит увеличить чувствительность еще приблизительно на 2 дБ.

Сравнивая кривые чувствительности когерентных приемников и приемника прямого фотодетектирования, следует отметить, что последний в идеальном случае требует в среднем 8 фотонов/бит для достижения коэффициента ошибок $<10^{-6}$. Это значение лишь немногим больше по сравнению с гомодинным приемником с использованием BPSK-модуляции и существенно ниже по сравнению с гетеродинными приемниками. Тем не менее, такая чувствительность приемника прямого фотодетектирования на практике не достижима,

вследствие наличия теплового шума, темнового тока и многих других факторов. Поэтому реальная чувствительность приемника прямого фотодетектирования с предусилителем и полосой входного оптического фильтра 20 ГГц для компенсации доплеровского эффекта – составляет –48,5 дБм. С точки зрения аппаратной реализации приемник прямого фотодетектирования с оптическим предусилителем является наиболее простым и имеет меньшие по сравнению с гомодинным массо-габаритные параметры.

INFLUENCE OF DOPPLER EFFECT ON THE RECEIVER SENSITIVITY IN INFRARED INTER-SATELLITE CHANNEL OF COMMUNICATION

S.A. LUKASHEVICH, V.N. URJADOV, Ya.V. ROSHCUPKIN, V.N. KIYKO,
A.S. ZELENIN, T.V. POLUYAN

Abstract. The influence of the Doppler effect on the most promising methods of receiving optical signals in infrared wavelengths in the communication channel between non-stationary satellites is considered.

Keywords: method of homodyne reception, binary phase shift keying, method of direct photodetection with optical pre-amplifier, amplitude keying, Doppler effect, infrared radiation.

Список литературы

1. Schaefer S., Mark G., Werner R. // Photonische Netze. 2015. № 7. P. 69–74.
2. You M.-H., Lee S.-P., Han Y. // ETRI Journal. 2000. Vol. 22, iss. 4. P. 31–39.
3. Agrawal P. Fiber-Optic Communications Systems. John Wiley & Sons, 2002.
4. Тсанг У. Фотоприемники. Техника оптической связи. М., 1988.
5. Урядов В. Н., Стункус Ю.Б. // Докл. БГУИР. 2006. № 3 (15). С. 48–53.
6. Фриман Р.Л. Волоконно-оптические системы связи / Под ред. Н.Н. Слепова. М, 2003.
7. Xu C. Liu X., Wei X. // IEEE J. Sel. Top. Quantum Electron. 2004. Vol. 10, iss. 2. P. 281–293.
8. Но К.-Р., Gnauck A. // Optical Fiber Communication Conference, 2003. Paper ThE1.
9. Gnauck A.H., Liu X., Wei X., Gill D.M., Burrows E.C. Comparison of modulation formats for 42.7-Gb/s single-channel transmission through 1980 km of SSMF / IEEE Photonics Technol. Lett, 2004. Vol. 16. P. 909–911.
10. Toyoshima M. [et al.] // 26th AIAA ICSSC. 2008. P. 13–18.
11. Ly-Gagnon D.-S., Tsukamoto S., Katoh K. // J. Lightw. Technol. 2006. № 24. P. 12–21.
12. Li L., Tao Z., Oda S. // OFC/NOFOEC 2008, OWT4. P. 120–128.
13. Ando T., Haraguchi E., Tajima K. // International Conference on Space Optical Systems and Applications. 2011. P. 30–37.