

Оценка параметров короткоимпульсной сверхширокополосной системы связи

В.О.Калинин, В.И.Носов

Производится оценка энергетики сверхширокополосной (СШП) короткоимпульсной системы связи с учётом ограничений на эффективную излучаемую мощность, введённых Государственной комиссией по радиочастотам (ГКРЧ) в декабре 2009 года. Осуществляется сравнение возможностей систем, работающих по правилам регулирования работы сверхширокополосных систем, введённых Федеральной Комиссией Связи (Federal Communications Commission – FCC) и ГКРЧ. Сравниваются возможности различных видов модуляции для короткоимпульсных (КИ) систем.

Ключевые слова: СШП связь, энергетика систем радиосвязи, короткоимпульсные системы, модуляция.

1. Введение

В конце 2009 года Российская Федерация присоединилась к странам, регулирующим работу СШП систем связи: были приняты документы, регламентирующие работу таких систем (Приложение к решению ГКРЧ №09-05-02 от 15 декабря 2009 г. [2]). Различия в разрешённых мощностях и граничных частотах, принятых регулируемыми органами других стран, делают невозможной законную эксплуатацию в РФ систем, разработанных в ином государстве. В связи с этим встают вопросы оптимизации спектра излучаемого сигнала под требования регулирующих органов, что может быть сопряжено с ухудшением качественных характеристик системы. В статье рассматриваются актуальные вопросы энергетики и эффективности видов модуляции в короткоимпульсных СШП системах при адаптации спектра излучаемого сигнала к существующим требованиям российского законодательства. Целью работы является сравнение возможностей применения в КИ СШП связи методов модуляции для выяснения наиболее эффективных по качественным показателям системы (достоверность передачи и дальность действия), в условиях ограничений ГКРЧ.

2. Оценка параметров короткоимпульсных СШП систем

2.1. Сравнение FCC и ГКРЧ регулирования СШП систем

Большинство работ в области СШП сигналов и систем ориентируются в своих расчётах на разрешённые параметры СШП систем, принятые в решении FCC 2002 года, поскольку национальные регулирования стали производиться только в последние годы.

FCC определила распределение максимальной спектральной плотности мощности по рабочему частотному диапазону СШП систем с учётом минимизации влияния новых устройств на существующие радиослужбы.

На рис.1а показана маска спектральной плотности излучаемой мощности, регламентированная FCC, для устройств, работающих внутри помещений [4], а на рис.1б – маска спектральной плотности мощности, определённая решением ГКРЧ №09-05-02 от 15 декабря 2009 года [2], для СШП устройств, работающих внутри помещений на территории РФ.

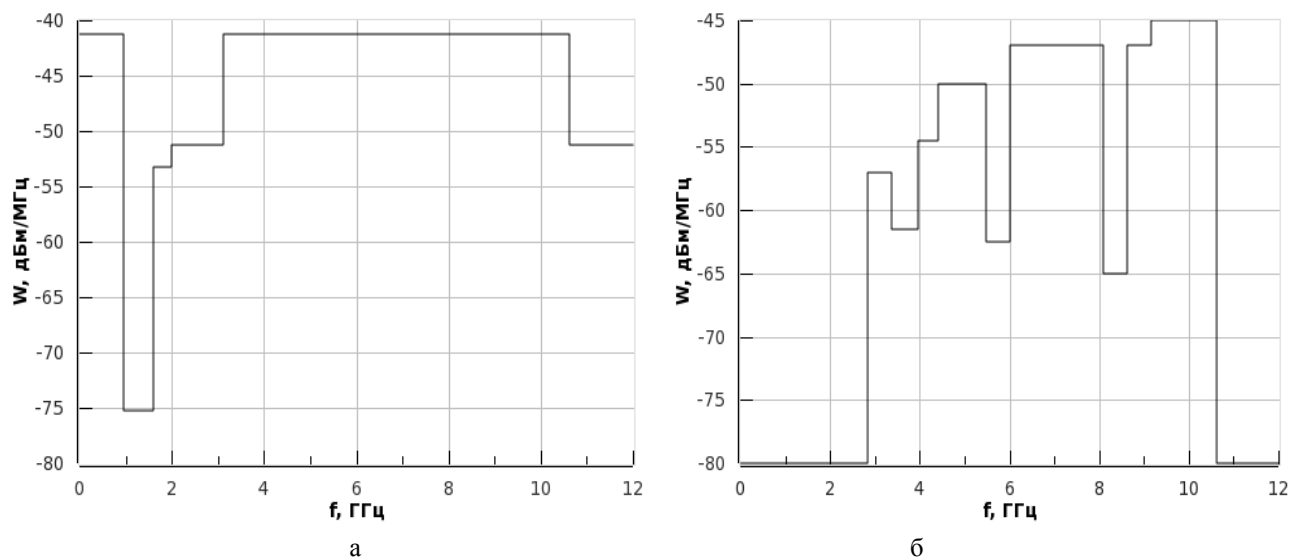


Рис. 1. (а) – маска максимальной спектральной плотности мощности, разрешённой FCC для работы СШП радиосистем, предназначенных для использования внутри помещений; (б) – маска максимальной спектральной плотности мощности, для СШП радиосистем, предназначенных для применения внутри помещений в РФ, утверждённая Решением ГКРЧ №09-05-02 от 15.12.2009

Исходя из параметров спектральных масок можно сделать вывод, что в целом, по энергетике, системы, предназначенные для РФ, должны выдерживать более жёсткие требования.

Для высокоскоростных систем, использующих весь разрешённый диапазон, глубокие провалы мощности на маске ГКРЧ требуют принятия дополнительных мер при формировании сигнала, снижающих излучаемую мощность. Низкоскоростные СШП системы, использующие незначительную полосу частот в пределах 1 – 2 ГГц, не будут иметь проблем с этими ограничениями, однако при этом спектр сигнала должен быть расположен таким образом, чтобы не пересекаться с минимумами спектральной плотности мощности, установленными маской.

2.2. Эффективная излучаемая мощность

Определим максимальный уровень эффективной излучаемой мощности (ЭИМ) СШП передатчика согласно регламентирующим документам для случаев FCC и ГКРЧ ограничений. FCC определён рабочий диапазон СШП систем 3.1 – 10.6 ГГц [4], и интегрирование функции спектральной маски (рис.1а) в этом диапазоне даёт значение максимальной эффективной излучаемой мощности 0.555 мВт (–2.55 дБм). Маска ГКРЧ имеет более сложный характер, она разбита на 9 частотных участков, каждый из которых имеет постоянное значение плотности мощности. Максимальная эффективная излучаемая мощность в этом случае:

$$P = \sum_{n=1}^9 \int_{f_n}^{f_{n+1}} W_{n(\text{per})}(f) df, \quad (1)$$

где $W_{n(\text{per})}(f) = \text{const}$, значение которой определяется из [2], рис.1б, n – номер частотного участка.

Величина P будет составлять 0.112 мВт, (-9.5 дБм). Это значение примерно в 5 раз ниже аналогичного значения для системы, работающей по правилам FCC.

Необходимо учесть, что реальная эффективная мощность, излучаемая системой, будет несколько меньшей. «Эффективность СШП сигнала» [1], которая определяется как отношение ЭИМ сигнала к максимально допустимой ЭИМ по правилам регулирования (2), обычно составляет не более 90 %.

$$\eta = \frac{\int_{F_H}^{F_B} W_{\text{сиг}}(f) df}{\int_{F_{H,\text{рег}}}^{F_{B,\text{рег}}} W_{\text{рег}}(f) df}, \quad (2)$$

где F_H и F_B — нижняя и верхняя границы рабочего спектра сигнала в пределах разрешённого диапазона, $W_{\text{сиг}}(f)$ — функция спектральной плотности мощности сигнала, $F_{H,\text{рег}}$ и $F_{B,\text{рег}}$ — нижняя и верхняя разрешённые частоты работы СШП системы, $W_{\text{рег}}(f)$ — функция максимально допустимой плотности мощности по правилам регулирования.

Рис.2 поясняет понятие эффективности СШП сигнала на примере спектра импульса Гаусса 6-го порядка [1] на фоне маски спектральной плотности мощности FCC [4].

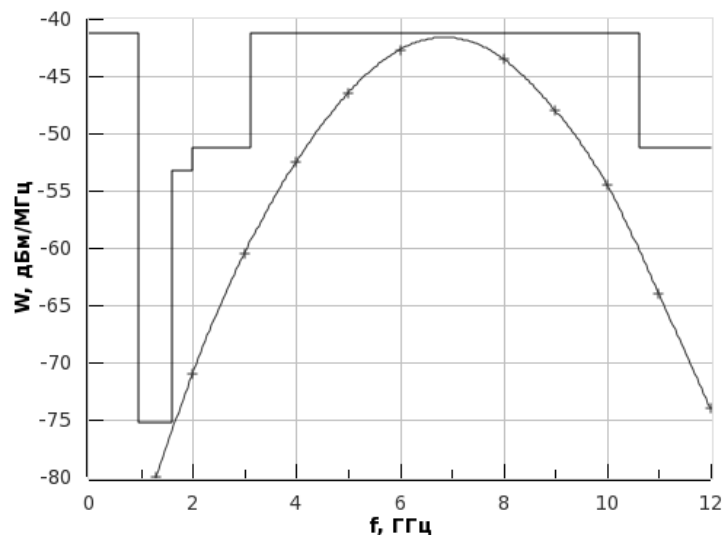


Рис.2. К понятию эффективности СШП сигнала.

Стандартные сигналы для маски FCC, например импульсы Гаусса, без применения специальных мер имеют невысокие значения эффективности, порядка 40 – 50 % [1]. Для улучшения этого показателя требуется наилучшее заполнение нижней части маски рис.1а, б энергией сигнала.

Разработано несколько методов повышения эффективности СШП сигнала:

- использование импульсов специальной сложной временной формы, формирующих спектр заданного вида;
- генерация сложного сигнала, состоящего из большого количества спектральных лепестков, с возможностью управления мощностью каждого компонента спектра;
- установка на выходе передатчика фильтров, формирующих заданную форму спектра, при этом сложная форма импульса получается во временной области в процессе прохождения сигнала через фильтр.

В работе [1] исследуется методика получения спектра с управляемым распределением мощности на основе КИХ (FIR) фильтра. В результате эффективность сигнала может быть повышена до 88 % [1]. Будем считать, что при использовании специального фильтра для получения излучаемого сигнала, спрофилированного под требования спектральной маски, эффективность сигнала может составить не менее 80 %, тогда оптимизированное значение реальной максимальной эффективной излучаемой мощности СШП системы (соответствующей российской спектральной маске) будет равно 0.09 мВт. Соответственно, для СШП систем, регулируемых FCC, значение реальной ЭИМ примем равным 0.444 мВт.

2.3. Мощность сигнала на входе приёмника, отношение сигнал/шум

Мощность сигнала на входе приёмника, при условии отсутствия препятствий на радиолинии, определяется из известного соотношения:

$$P_2 = \frac{P_1 G_2 \lambda^2}{(4\pi r)^2}, \quad (3)$$

где P_1 – ЭИМ передатчика Вт, здесь учтён коэффициент усиления передающей антенны, G_2 – коэффициент усиления приёмной антенны, λ – длина волны сигнала м, r – расстояние между приёмником и передатчиком, м.

Для случая КИ сигнала значение длины волны однопериодного импульса может быть вычислено из центральной частоты спектра импульса [3].

В [1] приводятся экспериментальные данные по измерению коэффициента усиления моноконусной СШП антенны и её диаграмма направленности (ДН) в режиме приёма. Значения усиления составляют на большей части диапазона углов 4 – 6 дБи, а в направлении максимума ДН антенна имеет усиление 6.4 дБи. В качестве типичного значения усиления приёмной антенны UWB примем 4 дБи. Усиление передающей антенны заложено в величину ЭИМ и для наших расчётов значения не имеет.

Шум, при модели белого гауссовского шума с равномерной плотностью распределения, приведённый ко входу приёмника, в общем случае определяем по известной формуле:

$$N = k \cdot T \cdot B \cdot n, \quad (4)$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К, T — шумовая температура (для систем, работающих внутри помещений, принимается равной 300°K [1]), B — рабочая полоса частот, Гц, n — коэффициент шума приёмника, принимаемый равным 10 [9].

Оценка производится без учёта дополнительного влияния узкополосных помех и шумов иного происхождения. При использовании российского диапазона 2.85 – 10.6 ГГц, мощность шумов в полосе частот будет составлять, согласно (4), 320 пВт (–64.93 дБм), для диапазона FCC – 310 пВт (–65.07 дБм) [1]. Ввиду того, что рабочие полосы частот для СШП в FCC и ГКРЧ практически одинаковые, используем среднее значение мощности шума, равное 315 пВт (–65 дБм).

Используя (3) и (4), можно рассчитать и сравнить значения отношения сигнал/шум (Signal to Noise Ratio — SNR) на входе приёмника для двух видов систем (FCC и ГКРЧ), в зависимости от расстояния между приёмником и передатчиком, в свободном пространстве. Длины волн импульсов λ при этом будут равны 4.38 и 4.5 см, ЭИМ 0.444 мВт и 0.09 мВт, для FCC и ГКРЧ соответственно. Результаты расчёта, выполненного в диапазоне расстояний 0.5 – 20 метров с шагом 0.1 м, в графическом виде представлены на рис.3.

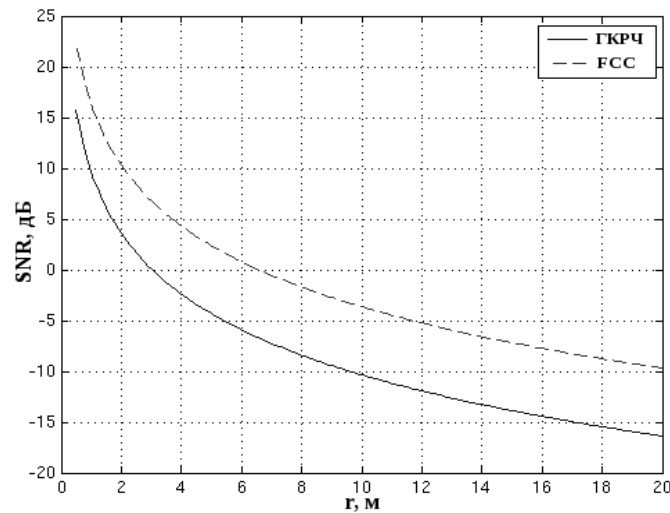


Рис.3. Зависимость отношения сигнал/шум от расстояния для FCC и ГКРЧ систем.

Разница между отношением сигнал/шум для ГКРЧ и FCC систем определяется отношением эффективных излучаемых мощностей и равна примерно 7 дБ, что приводит к уменьшению рабочего расстояния в системе связи. На основе (3), (4) и рис.3 можно легко показать, что рабочее расстояние в ГКРЧ системах уменьшается в 2.12 раза по сравнению с FCC системами.

2.4. Дальность действия системы

2.4.1. Параметры импульсной последовательности, скорость передачи

Битовая энергия сигнала из последовательности импульсов связана с мощностью соотношением:

$$E_b = P \cdot N_p \cdot T_p, \quad (5)$$

где P — мощность сигнала, Вт, N_p — количество импульсов, используемых для передачи одного бита, T_p — период повторения импульсов, с. Отношение битовой энергии к плотности мощности шума:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P \cdot N_p T_p}{N} = \frac{P}{N} \cdot N_p T_p B = \frac{P}{N} \cdot \frac{B}{R}, \quad (6)$$

здесь N — мощность шума, Вт, B — полоса сигнала, Гц, R — скорость передачи данных, Бит/с, N_0 — плотность мощности шума, Вт/Гц.

Так как коэффициент ошибок зависит от скорости передачи данных в канале, требуется производить оценку при фиксированном значении скорости передачи данных R .

Скорость передачи из (6):

$$R = \frac{1}{N_p T_p} = \frac{1}{N_p \cdot \tau_{\text{и}} \cdot q}, \quad (7)$$

где $\tau_{\text{и}}$ — длительность импульса во времени, а q — скважность последовательности.

Исходя из средней частоты разрешённого ГКРЧ диапазона — 6.725 ГГц, длительность импульса должна быть равной либо большей 150 пс, чтобы не выйти за границы разрешённых частот. На минимальную длительность импульсов накладываются ограничения, связан-

ные не только с шириной спектра, но и с искажениями при распространении. В работе [3] показано, что импульсы короче 100 пс применять нежелательно из-за сильных искажений даже на малых расстояниях.

Скважность последовательности должна быть выбрана с учётом следующих условий:

- наличие защитного интервала между импульсами, обеспечивающего отсутствие меж-импульсной интерференции;
- возможность аппаратной реализации обработки последовательности импульсов;
- минимально возможная скважность при удовлетворении предыдущих условий, для достижения максимальной скорости.

Исходя из рассмотренных требований, для примера, возьмём следующие показатели последовательности:

- длительность импульса — 150 пс;
- скважность последовательности — 4;
- количество импульсов, для передачи одного бита — 10.

При этих параметрах, согласно (7), теоретическая скорость передачи информации будет составлять 167 Мбит/с. Рабочая группа IEEE по стандарту 802.15.3a сформировала модель СШП канала внутри помещения, в которой учтено многолучевое распространение. На основе экспериментальных данных установлено, что время реакции канала на импульс составляет 10 – 20 нс. Если увеличить скважность до 100, так, чтобы реакция канала не влияла на следующий импульс, при сохранении остальных параметров последовательности, получаем скорость менее 10 Мбит/с, что применимо только для низкоскоростных приложений. Для достижения высоких скоростей передачи требуется принимать следующий импульс на фоне помех от многолучевого распространения предыдущих импульсов.

2.4.2. Виды модуляции

В СШП КИ системах применяют несколько видов модуляций.

Бифазная модуляция с передачей опорного импульса, или «TR» модуляция (Transmit-Reference) [10]. При этом виде модуляции осуществляется излучение с очень маленьким фиксированным интервалом двух импульсов, одной либо противоположных фаз, в зависимости от передаваемого бита, рис.4. Первый из этих импульсов используется в корреляторе в качестве опорного. Данный метод позволяет почти полностью избавиться от требований учёта формы импульсов и допускает серьёзные искажения передаваемой пары импульсов. При этом он требует высокого отношения сигнал/шум на входе приёмника. На рис.8 представлена зависимость вероятности ошибки от отношения битовой энергии сигнала к плотности шума для DTR модуляции (Differential Transmit-Reference). Зависимость построена по результатам работы [7].

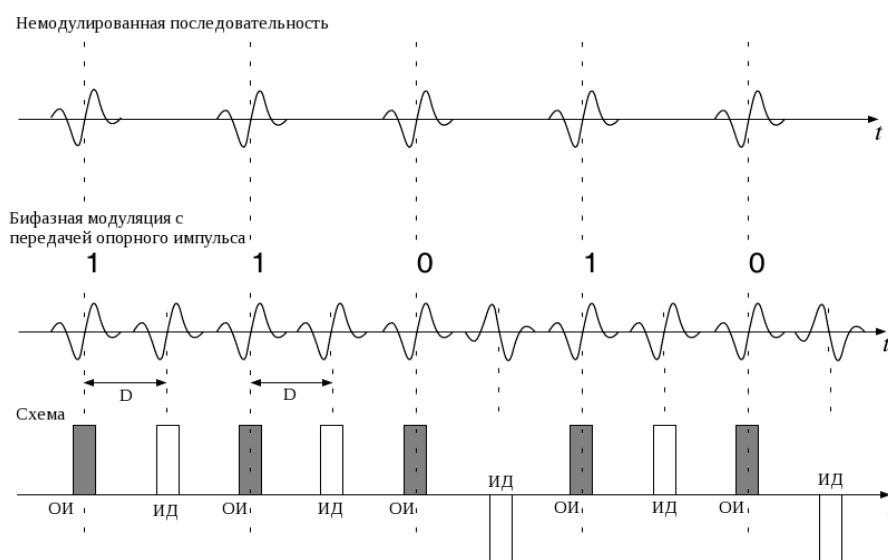


Рис.4. Принцип бифазной модуляции с передачей опорного импульса — Transmitt-Reference modulation, ОИ – опорный импульс, ИД – импульс данных, D – фиксированное время задержки

Классическим видом модуляции является бифазная манипуляция (BPSK – Bi-Phase Switch Key) [10]. Применительно к импульсным системам она принимает вид передачи импульсов противоположных фаз, рис.5, и обладает хорошими характеристиками зависимости коэффициента ошибки BER (Bit Errors Rate) от отношения битовой мощности сигнала к плотности шума, как и в классической узкополосной радиосвязи [5,6]. Эта зависимость представлена на рис.8.

Позиционно-импульсная модуляция — ПИМ (Pulse-Position Modulation – PPM) [10]. Её суть состоит в сдвиге временной позиции импульса от точного значения периода следования, в зависимости от передаваемого бита, рис.6. Недостатками этого вида модуляции являются высокие требования к синхронизации системы и к стабильности опорного импульсного генератора. Зависимость BER от отношения битовой энергии к плотности шума показана на рис.8 и построена на основе данных, полученных в [1].

Ортогональная импульсная модуляция – ОИМ (Orthogonal-Pulse Modulation – OPM) [10]. Она основана на передаче различных видов ортогональных импульсов, которые строятся на основе ортогональных функций, что позволяет избежать влияния разных импульсов друг на друга и разделить различные каналы в системе либо увеличить скорость передачи данных.

Принцип OPM показан на рис.7. Недостатком этого метода модуляции остаётся пока его сложность и ряд технических проблем реализации. Зависимость BER от отношения битовой энергии к плотности мощности шума для 8-ми позиционной ортогональной импульсной модуляции показана на рис.8. Она построена на основе результатов, полученных в [1].

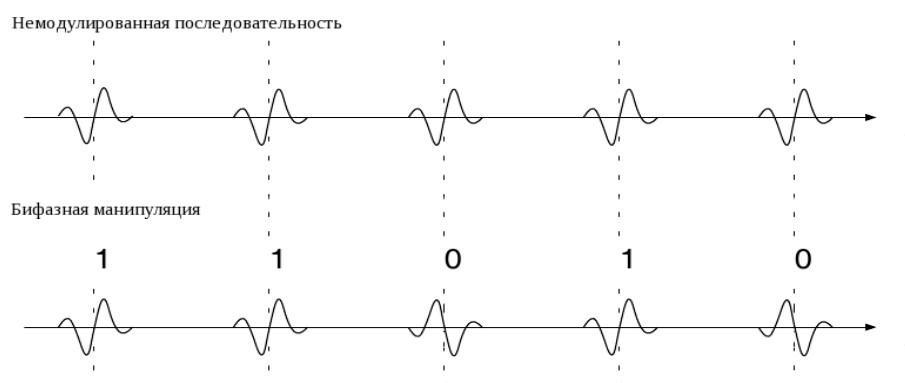


Рис.5. Бифазная манипуляция BPSK, применительно к короткоимпульсной радиосвязи

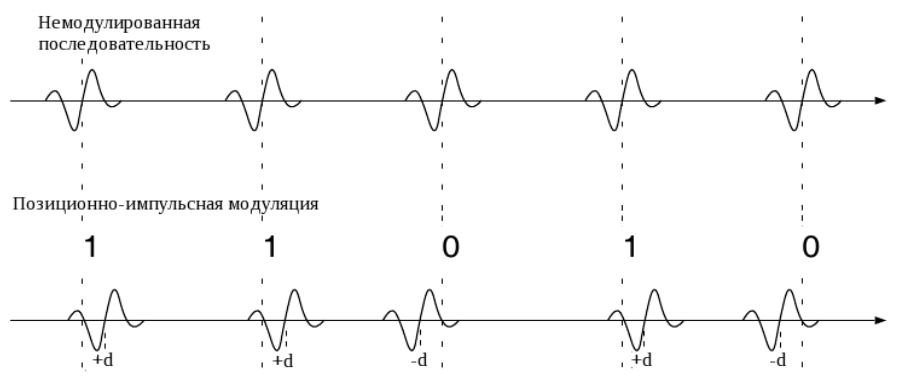
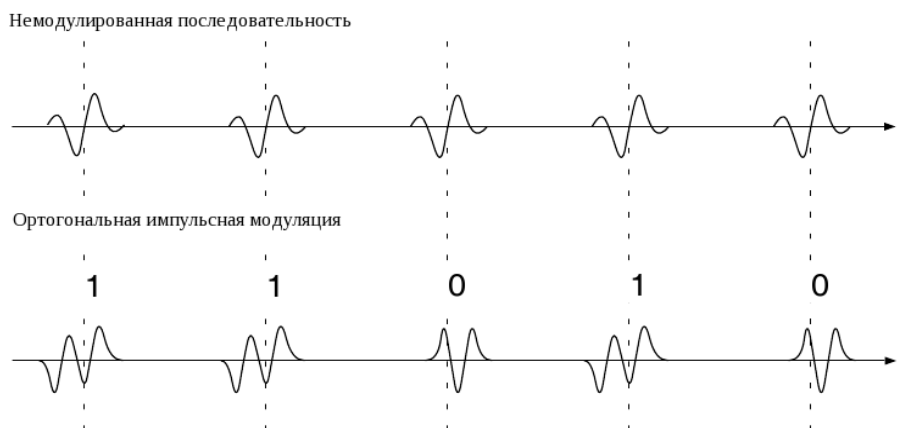
Рис.6. Принцип позиционно-импульсной модуляции, d – время сдвига импульса

Рис.7. Принцип ортогональной импульсной модуляции

Рассмотрим рис.8, на котором для четырёх видов импульсных модуляций собрано семейство зависимостей коэффициента ошибок BER от отношения битовой мощности сигнала к плотности мощности шума. DTR модуляция является наихудшим вариантом с точки зрения энергетики, поскольку обеспечивает требуемую вероятность ошибки при гораздо больших отношениях битовой энергии сигнала к спектральной плотности мощности шума, чем остальные виды модуляций.

Применение для высокоскоростных приложений модуляций TR и DTR в РФ представляется нецелесообразным из-за особенностей маски регулирования. Даже специальные методики улучшения отношения сигнал/шум для данного вида модуляции [8] не приближают его параметры к другим видам. Однако эти модуляции позволяют существенно упростить аппаратуру, и их применение оправдано в низкоскоростных приложениях.

Наилучшими свойствами из рассмотренных видов модуляции обладают 8-ОПМ и ВРСК. Промежуточное положение занимает РРМ.

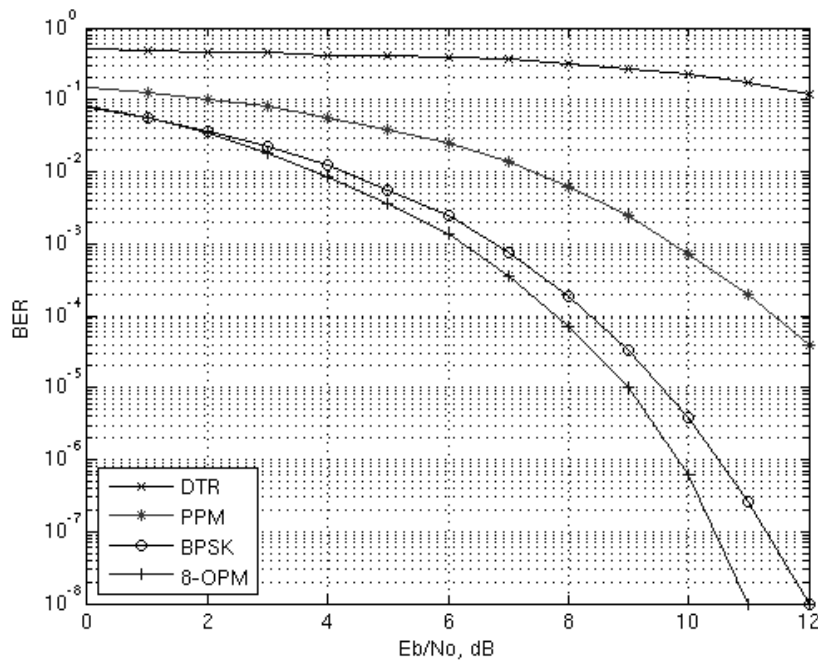


Рис.8. Графики зависимости вероятности ошибки от отношения мощности битовой энергии к мощности шума, для четырех видов модуляции: DTR, PPM, BPSK, 8-ОПМ

2.4.3. Расчёт дальности действия системы

Оценку дальности действия системы проводим при фиксированной вероятности ошибки 10^{-4} , для трёх рассмотренных видов модуляции (кроме DTR), с учётом параметров импульсной последовательности, установленных в п.2.4.1. Представим (6) в логарифмическом виде:

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{db}} = 10 \cdot \log\left(\frac{P}{N}\right) + 10 \cdot \log\left(\frac{B}{R}\right) = \text{SNR}_{\text{db}} + \Delta, \quad (8)$$

отсюда:

$$\text{SNR}_{\text{db}} = \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{db}} - 10 \cdot \log\left(\frac{B}{R}\right) = \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{\text{db}} - \Delta, \quad (9)$$

где SNR_{db} — отношение сигнал/шум в дБ, Δ — энергетический выигрыш, обеспечиваемый за счёт передачи одного бита некоторым количеством импульсов; его значение будет разным для систем с FCC регулированием и ГКРЧ систем и зависит от параметров последовательности.

Принимаем, что спектр сигнала занимает 100 % ширины всего разрешённого диапазона. Тогда значения Δ для UWB и СШП при скорости 167 Мбит/с (9):

$$\Delta_{\text{FCC}(167)} = 16.5 \text{ дБ.}$$

$$\Delta_{\text{ГКРЧ}(167)} = 16.7 \text{ дБ.}$$

Для $BER=10^{-4}$ из рис.8 видно, что требуемое отношение $E_b/N_0 = 11.5$ дБ при использовании PPM модуляции, 8.4 дБ при использовании BPSK и 7.8 дБ при использовании 8-ОПМ модуляций. Используя значения SNR, получаемые из (9), имеем уровень сигнала на входе приёмника, обеспечивающий заданное отношение сигнал/шум и фиксированную вероятность ошибки, учитывая при этом, что уровень шума, приведённый к входу, принимаем равным 315 пВт (раздел 2.3):

$$P_2 = N \cdot 10^{\left(\frac{SNR_{db}}{10}\right)}. \quad (10)$$

Расстояние, при котором на входе будет получен этот уровень сигнала, из (3):

$$r = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \sqrt{\frac{P_1 G_2}{P_2}}, \quad (11)$$

где P_1 – ЭИМ передатчика, а $G_2 = 2.512$, так как принимаем, что коэффициент усиления антенны приёмника равен 4 дБи (раздел 2.3).

Результаты сведены в табл.1. Полученные результаты не учитывают эффекта многолучевого распространения.

Таблица 1. Результаты вычисления дальности работы системы при фиксированной вероятности ошибки 10^{-4} , скорости передачи информации 167 Мбит/с, для трёх видов модуляции при FCC и ГКРЧ регулировании

Вид модуляции	Δ_{FCC} , дБ	$\Delta_{ГКРЧ}$, дБ	SNR, дБ (FCC)	SNR, дБ (ГКРЧ)	P_2 , Вт (FCC)	P_2 , Вт (ГКРЧ)	R , м (FCC)	R , м (ГКРЧ)
PPM	16.5	16.7	-5	-5.2	$9.96 \cdot 10^{-11}$	$9.5 \cdot 10^{-11}$	11.7	5.5
BPSK			-8.1	-8.3	$4.88 \cdot 10^{-11}$	$4.66 \cdot 10^{-11}$	16.8	7.9
8-ОПМ			-8.7	-8.9	$4.25 \cdot 10^{-11}$	$4.06 \cdot 10^{-11}$	17.9	8.4

Из табл.1 видно, что при всех видах модуляции, при использовании маски ГКРЧ и технологий улучшения эффективности СШП сигнала (принятое значение эффективности 80%), дальность действия системы почти в 2 раза меньше, чем при FCC маске. Однако практически в 1.5 раза возрастает дальность при применении ортогональной импульсной модуляции (ОПМ) относительно позиционно-импульсной. Дальности при BPSK и 8-ОПМ модуляциях не сильно различаются, однако 8-ОПМ позволяет повысить помехоустойчивость системы или увеличить скорость передачи данных за счёт применения 8-ми различных форм импульсов, каждая из которых может кодировать сразу 3 бита информации, в отличие от BPSK. Надо отметить, что применение ОПМ систем модуляции более высоких порядков ухудшает ситуацию по вероятности ошибки из-за сложности формы импульсов высоких порядков. В [1] приводятся данные о том, что 8-ОПМ является самой оптимальной по энергетике из модуляций семейства ОПМ.

2.5. Сравнение зависимостей BER от расстояния

Проведём сравнение зависимостей BER от расстояния для ГКРЧ и FCC систем на примере 8-ОПМ, с PPM модуляцией для FCC систем. На основе данных, полученных в работах [1, 5, 7], используя (9), (10), (11), рис.8, построены зависимости BER от расстояния, для 8-ОПМ при двух видах регулирования и для PPM FCC. Результаты расчётов представлены на

рис.9. Переход от FCC к ГКРЧ маске сокращает рабочее расстояние системы более чем в 2.1 раза, однако замена вида модуляции позволяет улучшить ситуацию. По сравнению с PPM модуляцией, в системе работающей по правилам FCC, как видно из рис.9, 8-ОПМ модуляция при ГКРЧ маске проигрывает только в 1.4 раза, при этом имея значительный потенциал по повышению скорости или помехоустойчивости.

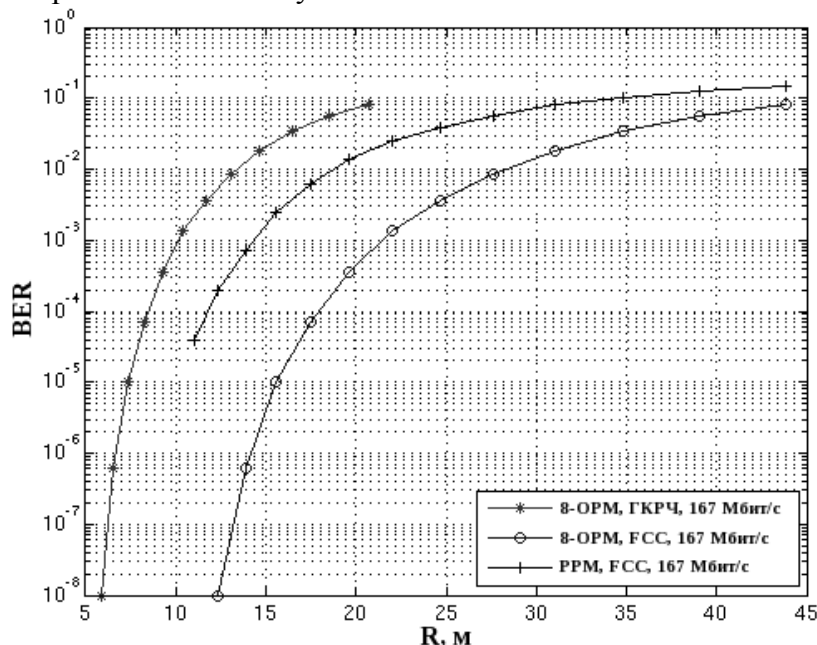


Рис.9. Зависимость коэффициента ошибок BER от расстояния для двух видов модуляции и двух видов спектральных масок (скорость 167 Мбит/с)

3. Заключение

Полученные результаты для КИ систем показывают, что применение российской спектральной маски требует оптимизации излучаемого спектра и снижения общей энергетики системы относительно систем, работающих по правилам FCC регулирования. Это справедливо для систем, использующих спектр шириной более 2 ГГц. Снижение эффективной излучаемой мощности по маске ГКРЧ вызывает падение отношения сигнал/шум на входе приёмника на 7 дБ, что ведёт к ухудшению качественных показателей системы связи — росту коэффициента ошибок и снижению рабочего расстояния до 2.16 раз. В этих условиях становится невозможным использование некоторых видов модуляции, применяемых для КИ систем, и появляется необходимость улучшения энергетических характеристик существующих модуляций. На основе данных о зависимостях вероятности ошибки от отношения битовой энергии к плотности шума можно сделать вывод о нецелесообразности применения TR модуляции и её модифицированного варианта DTR для высокоскоростных приложений.

Наилучшим из рассматриваемых видов модуляции является ОПМ модуляция. При этом наиболее оптимальным является её 8-ми позиционный вариант. Ортогональная модуляция сейчас ещё только исследуется, основной проблемой является сложность реализации, искажение сложных форм импульсов. Необходимо отметить, что в статье рассматриваются идеализированные каналы — без многолучевого распространения, без учёта влияния джиттера и с высоким процентом эффективности сигнала, возможность реализации которого ещё только изучается в научных работах.

Прямая передача импульсов не позволяет достичь высоких скоростей передачи, приближённых к Гбит/с, так как существует ограничение на минимальную длину импульса [3] и на период следования. Уменьшение интервала следования импульсов ведёт к интерференции, увеличение числа импульсов, используемых для передачи одного бита информации, влечёт за собой падение скорости передачи, а уменьшение этого параметра ведёт к росту вероятно-

сти ошибки. Таким образом, для достижения высоких скоростей передачи данных применение многопозиционной модуляции и дополнительного кодирования сигнала является необходимостью. Исследования практической реализации достижимости высоких скоростей передачи данных в сверхширокополосных КИ системах и разработка методов их достижения ещё только предстоят. Наиболее перспективной в этом свете выглядит многопозиционная ортогональная импульсная модуляция.

Литература

1. J.Timmermann. Systemanalyse und Optimierung der Ultrabreitband-Uebertragung. KIT Scientific Publishing, 2010. -178 p.
2. Приложение к решению ГКРЧ №09-05-02 от 15 декабря 2009. [Электронный ресурс] // Минкомсвязь РФ: [сайт]. URL: <http://www.minkomsvjaz.ru/.cmsc/upload/docs/200912/29070317Y0.doc>
3. Исследование и разработка методов передачи и приёма информации сверхширокополосными сигналами в системах радиодоступа: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Т.П.Косичкина. МТУСИ, 2004. -120 с.
4. A Summary of FCC Rules for Ultra Wideband Communications. High Frequency Electronix, №1, 2005. -42p.
5. A Hybrid UWB Modulation Design Compatible for both Coherent and Transmit-Reference Receivers. IEEE ICC, 2006.
6. Носов В.И., Тимощук Р.С., Дроздов Н.В. Моделирование систем связи в среде MATLAB: Учебное пособие / СибГУТИ. - г. Новосибирск, 2007 г. -178 с.
7. Tony Q.S. Quek, Moe Z. Win, Davide Dardari. UWB Transmitted Reference Signalling Shemes — Part I: Perfomance Analysis. Laboratory for Information & Decision Systems (LIDS) Massachusetts Institute of Technology Cambridge, USA — IEEE Xplore, 2008. -587p.
8. F.Nekoogar, F.Dowla, A.Spiridon. Rapid Synchronization of Ultra-Wideband Transmitted-Reference Receivers. Lawrence Livermore National Laboratory — Wireless 2004 Conference, 2004. -7p.
9. Сверхширокополосные и узкополосные системы связи. Совместная работа в общей полосе частот. /И.Иммореев, А.Судаков // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. - 2003. - №2, - 34с.
10. Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering /M.Ghavami, L.B.Michael, R.Kohnno // John Wiley & Sons, Ltd. - 2007. -304p.

*Статья поступила в редакцию 26.05.2011;
переработанный вариант — 14.09.2011*

Калинин Вячеслав Олегович

аспирант СибГУТИ, начальник отдела эксплуатации сети, техническая дирекция компании ЗАО «РТКомм-Сибирь»
тел. 344-95-02, E-mail: v.kalinin2@gmail.com

Носов Владимир Иванович

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой систем радиосвязи СибГУТИ
тел. 269-82-54, E-mail: nvi@sibsutis.ru

Estimation of Short-Impulse UWB Systems' Parameters**V.O.Kalinin, V.I. Nosov**

Comparison of various types of modulation for UWB systems and simple calculation of energetic parameters of UWB system, range of its action and information transfer rate is carried out. All calculations are done for two types of state regulation activity of such communication systems – for the USA and Russia.

The obtained results allow to estimate the efficiency of different types of modulation, established by FCC and Radiofrequencies Committee.

Keywords: UWB systems, radio communication power, short-impulse systems, modulation.