

УДК 004.732.056

Исследование перспективных технологий цифровой модуляции в системах охранно-пожарной сигнализации

Кашиур Е.И., студент

*Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана,
кафедра «Защита информации»*

Научный руководитель: Бонч-Бруевич А.М., к.т.н., доцент

*Россия, 105005, г. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана,
кафедра «Защита информации»*

amb@bmstu.ru

Некоторые из современных систем охранно-пожарной сигнализации (ОПС) используют радиоканал для передачи сигналов тревоги, управления и индикации состояния. При этом, как правило, подобные системы приема-передачи данных характеризуются высокой надежностью (малой вероятностью ошибки на бит), малым энергопотреблением и невысокой скоростью передачи данных. Основными видами модуляции сигналов в беспроводных системах ОПС являются *ASK*- и *FSK*- (*MSK*-, *GFSK*-) модуляция.

В настоящее время становится доступной возможность использования в качестве модулирующего сигнала не только стандартных методов цифровой модуляции, но и сигналов с непрерывно изменяющейся частотой. В частности, технология *LORA* (*LongRange*), внедренная компанией *Semtech* в линейке трансиверов *SX 127x*, существенно расширяет возможности в проектировании систем ОПС.

LORA представляет собой технологию расширения спектра с использованием внутриимпульсной линейной частотной модуляции. Как и другие сигналы, использующие технологию расширения спектра, *LORA* обеспечивает большую помехоустойчивость сигнала к каналному шуму, частотно-селективным помехам и замираниям по сравнению с узкополосными сигналами.

В статье решена задача сравнения эффективности применения внутриимпульсной ЛЧМ по сравнению с использованием стандартных методов манипуляции. В качестве метода сравнения помехоустойчивости выбрано математическое модулирование в программном комплексе *Matlab*.

Модель системы передачи

Подавляющее большинство систем ОПС работает в УВЧ диапазоне (300 МГц - 3000 МГц). Особенно широкое распространение получили системы, функционирующие в диапазоне нелицензируемых частот ISM (433.075-434.750 МГц, 868,0-868,2 МГц, 868,7-869,2 МГц, а также диапазон 2400-2483,5 МГц). Эти частоты могут использоваться без оформления соответствующего разрешения ГКРЧ при условии соблюдения требований по ширине полосы, излучаемой мощности (до 10 мВт для 434 МГц, до 25 мВт для 868 МГц и 100 мВт для 2,4 ГГц) и назначению радиоустройства.

Предположим, что модель системы приема-передачи данных включает в себя приемник и передатчик, работающие на несущей частоте 434 МГц. В рамках моделирования исследовались режимы передачи со следующими параметрами:

- ширина полосы пропускания (W) 10 кГц, скорость передачи информации 1.2 кБит/с и 4.8 кБит/с;
- ширина полосы пропускания (W) 50 кГц и 80 кГц, скорость передачи информации 38.4 кБит/с;

При моделировании предполагалось что задача синхронизации по времени решена с достаточной точностью.

Модель канала

Основную сложность для эксплуатации систем передачи данных в условиях городской застройки представляют шумы. К шумам можно отнести промышленные помехи, создающиеся в результате влияния побочных электромагнитных полей различных электрических устройств, и радиопомехи, формирующиеся излучениями радиостанций различного назначения, спектр которых по каким-либо причинам накладывается на спектр полезных сигналов. Помимо отмеченных помех отрицательное влияние на функционирование систем связи в ISM диапазоне оказывает интерференция, возникающая в канале. Однако в исследуемой модели предполагается отсутствие многолучевости, приводящей к интерферированию сигналов.

Таким образом, все перечисленные выше помехи при анализе канала связи моделируемой системы рассматриваются как АБГШ. Модель данного канала изображена на рис. 1.

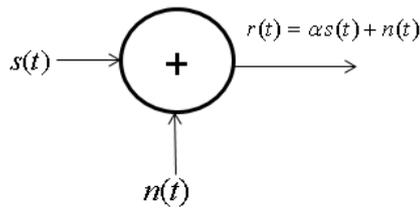


Рис. 1. Модель канала с аддитивным шумом

Исследование помехоустойчивости сигнала с FSK - модуляцией

Пусть на вход демодулятора поступает сигнал $r(t) = s_m(t) + n(t)$, $m = 1, 2$, где $s_m(t)$ - переданный символ из набора $\{S\} = s_1(t), s_2(t)$, а $n(t)$ - гауссовский шум.

Как известно [1], любой радиосигнал можно представить формулой 1

$$s_m(t) = \text{Re}[s_{lm}(t) * \exp(j\omega_c t)] = \text{Re} \left\{ [s_{I_{lm}}(t) + js_{Q_{lm}}(t)] * \exp(j\omega_c t) \right\} \quad (1),$$

где $s_{lm}(t)$ - низкочастотный информативный сигнал, а $s_{I_{lm}}(t)$ и $s_{Q_{lm}}(t)$ его синфазная и квадратурная составляющие. Для обеспечения оптимального приема сигнала в исследуемой модели используется квадратичный детектор, ветви которого согласованы с квадратурными составляющими поступающих на вход низкочастотных сигналов $s_{I1}(t)$ и $s_{I2}(t)$.

Схема детектора, входящего в состав оптимального приемника, имеет следующий вид.

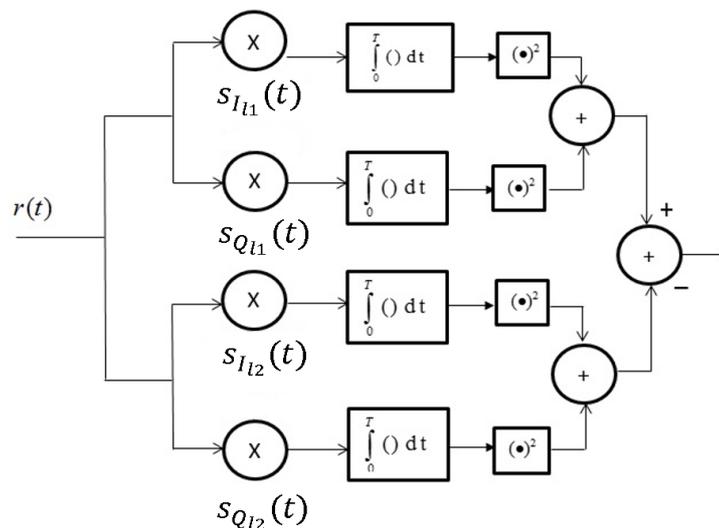


Рис. 2. Схема квадратичного детектора

На рис. 3 представлена информационная последовательность, поступающая на вход детектора и соответствующий ей радиосигнал. Двоичному нулю соответствует

тональный сигнал частоты ω_1 , двоичной единице – тональный сигнал частоты ω_2 .

Опорные сигналы имеют вид $s_{Im}(t) = \cos(\omega_m t)$ и $s_{QIm}(t) = \sin(\omega_m t)$.

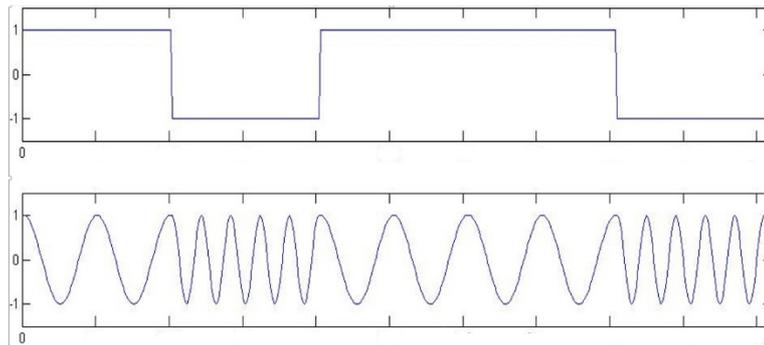


Рис. 3. Информационный пакет и соответствующий ему FSK - манипулированный сигнал

Вероятность символьной ошибки для 2-позиционного ортогонального сигнала при оптимальном приеме равна

$$P_2 = \frac{1}{2} \exp \left\{ -\frac{E_b}{2N_0} \right\} \quad (2).$$

Необходимо отметить, что в цифровой связи используется нормированная версия SNR . Для получения нормированного значения $\frac{E_b}{N_0}$ воспользуемся формулой 3:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \left(\frac{W}{R_b} \right) \quad (3),$$

где S – мощность сигнала, Вт; N – мощность шума, Вт; W – ширина полосы канала, Гц; R_b – скорость передачи информации, бит/с.

На рис. 4 отображено семейство графиков функций, являющихся результатом для проведенного моделирования при различных параметрах ширины полосы канала и скорости передачи информации.

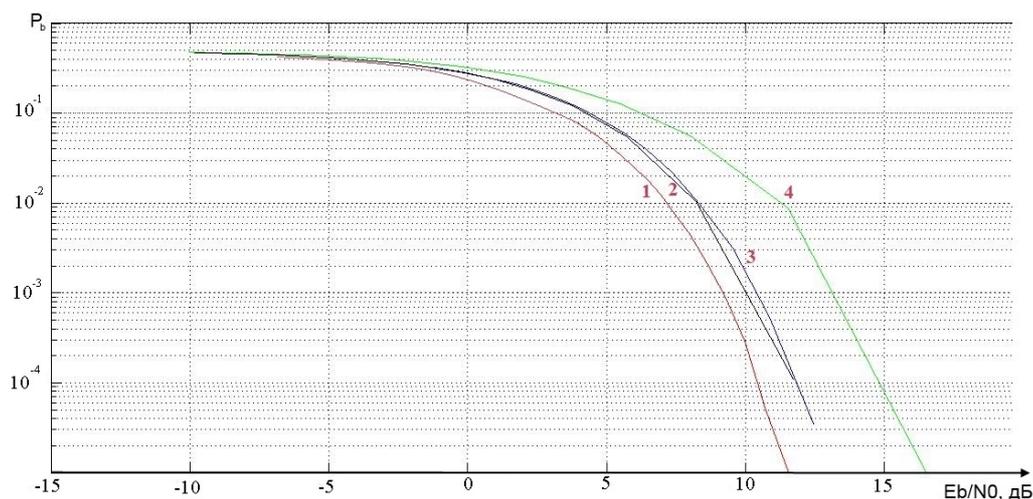


Рис. 4. Вероятность ошибки на бит для двоичной *FSK*-модуляции

- График функции 1 соответствует $W = 10$ кГц, $R_b = 1,2$ кбит/с, девиация частоты между гармоническими сигналами $\Delta f = 5$ кГц;
- график функции 2: $W = 10$ кГц, $R_b = 4,8$ кбит/с, $\Delta f = 5$ кГц;
- график функции 3: $W = 80$ кГц, $R_b = 38,4$ кбит/с, $\Delta f = 40$ кГц;
- график функции 4: $W = 50$ кГц, $R_b = 38,4$ кбит/с, $\Delta f = 20$ кГц.

Существенное ухудшение помехоустойчивости графика функции 4 объясняется отсутствием ортогональности передаваемых сигналов (коэффициент корреляции $\rho \neq 0$), в отличие от остальных случаев.

Сопоставляя полученные графики с формулой (2), делаем вывод, что применяемый подход к оценке помехоустойчивости сигнала рационален и возможна дальнейшая оценка помехоустойчивости прочих сигналов на базе принятой модели.

Исследование помехоустойчивости сигнала с внутриимпульсной ЛЧМ

В технологии *LORA* одним из механизмов улучшения помехозащищенности сигнала является наложение псевдослучайных последовательностей длиной $2^6 - 2^{12}$ элементов на информационные биты передаваемого сообщения. При этом отношение между скоростью информационного бита и скоростью элемента последовательности (чипа) выражается как $R_c = NR_b$, где N – размерность кодовой последовательности $A = \{a_n\}_1^N$. В исследуемой модели в целях расширения спектра передаваемого сигнала используется последовательность Баркера длиной 7.

Манипуляция чипов передаваемого сообщения осуществляется посредством применения ЛЧМ – сигналов. Математически ЛЧМ – сигнал представляется как [2]:

$$s(t) = A_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\beta t^2}{2}\right), -\frac{T_c}{2} < t < \frac{T_c}{2} .$$

Здесь A_0 - амплитуда сигнала, $|\beta| = \frac{2\omega_d}{T_c}$ - скорость линейного изменения частоты внутри импульса, T_c - длительность сигнала. Комплексное представление ЛЧМ – сигнала имеет вид $s_m(t) = A_0 \exp\left\{j\left(\omega_{m0}t + \frac{\beta t^2}{2}\right)\right\}$. Таким образом, синфазная и квадратурная составляющие сигнала выражаются как $s_{I_m}(t) = \text{Re}\left[A_0 \exp\left\{j\left(\omega_{m0}t \pm \frac{\beta t^2}{2}\right)\right\}\right]$ и $s_{Q_m}(t) = \text{Im}\left[A_0 \exp\left\{j\left(\omega_{m0}t \pm \frac{\beta t^2}{2}\right)\right\}\right]$ соответственно. В исследуемой модели передаче двоичной единицы соответствует ЛЧМ – сигнал $s_1(t)$ с возрастающей частотой, двоичный ноль передается посредством ЛЧМ – сигнала $s_2(t)$ с убывающей частотой (см. рис. 5).

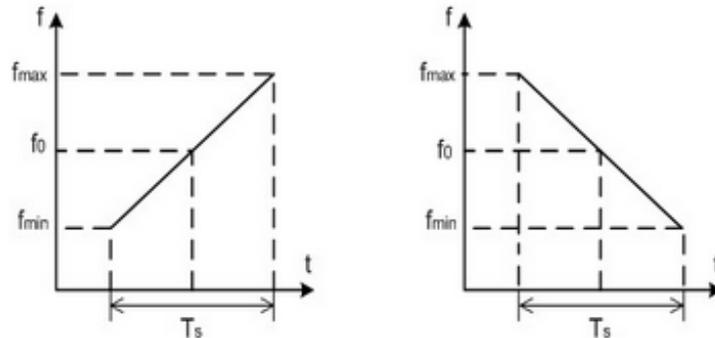


Рис. 5. Закон изменения частоты исследуемого ЛЧМ – сигнала

Принятая смесь сигнал-белый шум поступает на вход квадратичного детектора, изображенного на рис. 2. В качестве опорных сигналов приняты

$$s_{I_l}(t) = \sum_{i=1}^7 \text{Re}\left[\exp\left\{j\left(\omega_{l0}t \pm \frac{\beta T_{ci}^2}{2}\right)\right\}\right] = \sum_{i=1}^7 \cos\left(\omega_{l0}t \pm \frac{\beta T_{ci}^2}{2}\right) \quad \text{и} \quad s_{Q_l}(t) = \\ = \sum_{i=1}^7 \text{Im}\left[\exp\left\{j\left(\omega_{l0}t \pm \frac{\beta t^2}{2}\right)\right\}\right] = \sum_{i=1}^7 \sin\left(\omega_{l0}t \pm \frac{\beta T_{ci}^2}{2}\right),$$

где T_c – длительность чипа.

Вид информационного бита, соответствующей ему кодовой последовательности и радиосигнала приведены на рис. 6.

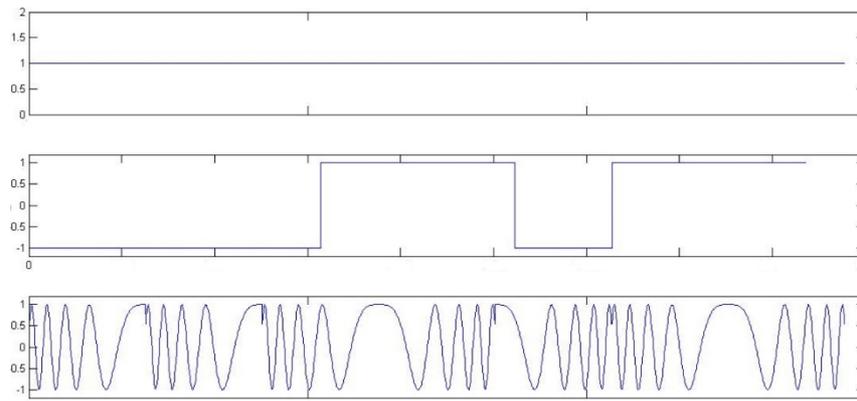


Рис. 6. Трансформация информационного бита в передающем устройстве

На рис. 7 приведены представлены графики зависимости вероятности ошибки на бит от нормированного отношения сигнал-шум для внутриимпульсной ЛЧМ – модуляции.

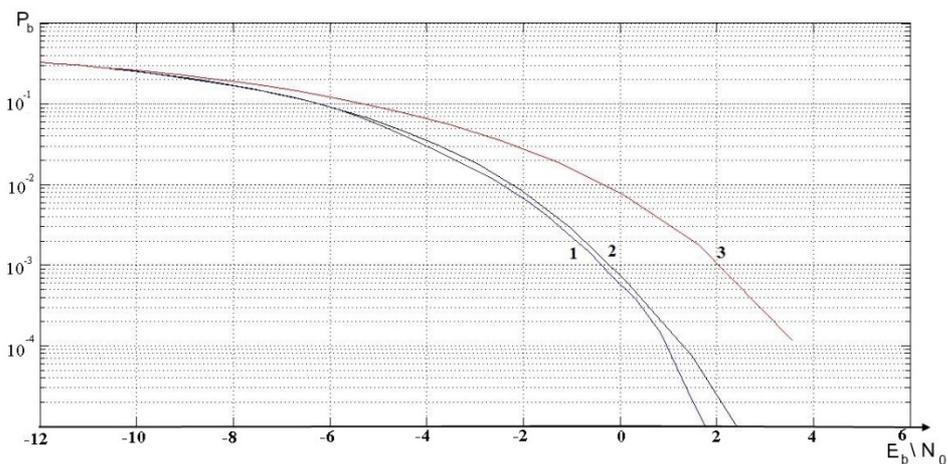


Рис. 7. Вероятность возникновения ошибки на бит для сигнала с внутриимпульсной ЛЧМ

- График функции 1: $W = 10$ кГц, $R_b = 680$ бит/с;
- график функции 2: $W = 80$ кГц, $R_b = 5,5$ кбит/с;
- график функции 3: $W = 50$ кГц, $R_b = 5,5$ кбит/с.

Сравнение помехозащищенности сигналов с различными видами манипуляции

Отдельный интерес представляет исследование помехозащищенности сигнала при перекрытии его спектра помехой. В рамках модели предполагается, что паразитный сигнал представляет собой частотно-модулированное колебание, перекрывающее спектр

информативного сигнала в рабочей полосе частот. При этом рассматривался прием смеси сигнал-шум-помеха при соотношениях сигнал/помеха равных -6 дБ, -3 дБ, 0 дБ и 3 дБ. Полученные графики помехозащищенности сигналов с различными видами манипуляции при $W = 80$ кГц, $R_c = 38,4$ кбит/с приведены на рис. 8 и при $W = 10$ кГц, $R_c = 4,8$ кбит/с приведены на рис. 9.

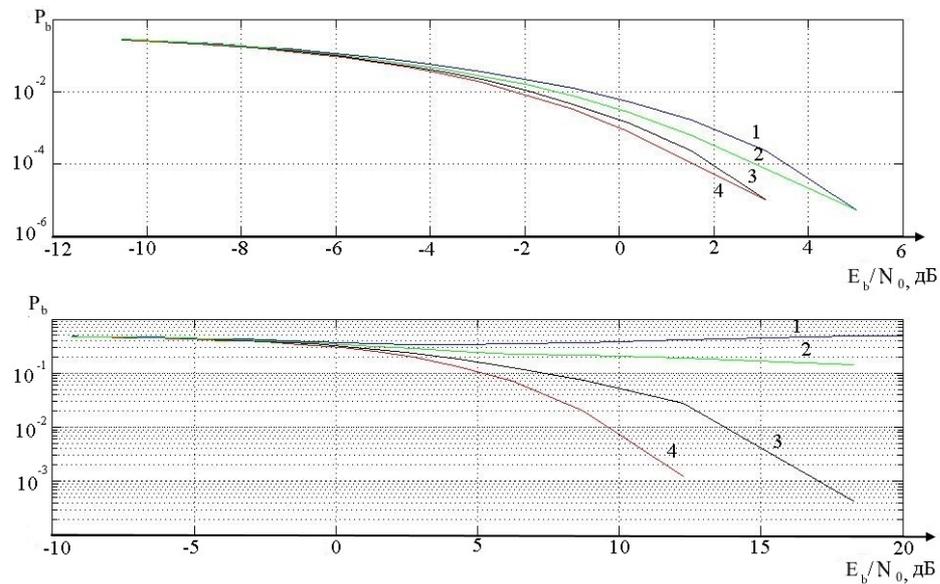


Рис. 8. Сравнение помехозащищенности сигнала с внутриимпульсной ЛЧМ (сверху) и *FSK*– манипуляцией (снизу)

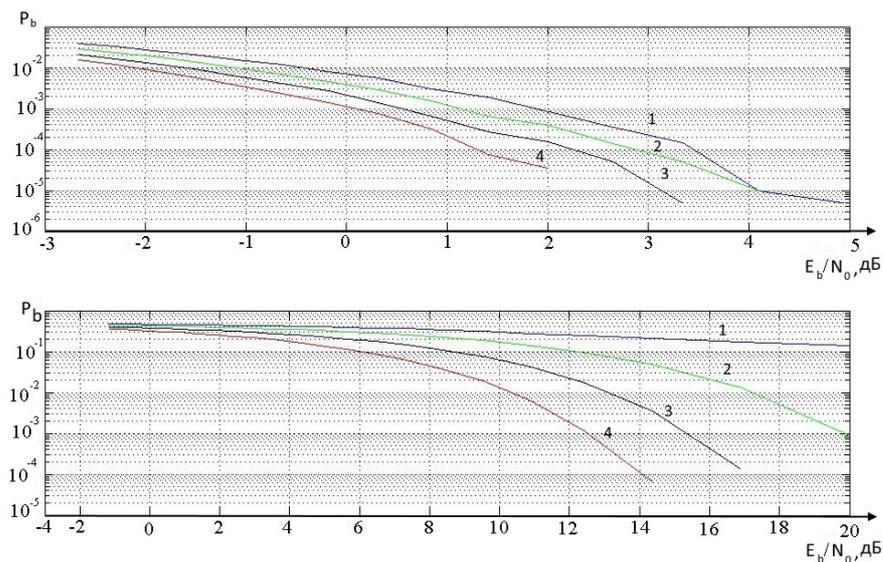


Рис. 9. Сравнение помехозащищенности сигнала с внутриимпульсной ЛЧМ (сверху) и *FSK*– манипуляцией (снизу)

- График функции 1 соответствует соотношению сигнал/помеха – 6дБ;
- график функции 2 соответствует соотношению сигнал/помеха – 3 дБ;
- график функции 3 соответствует соотношению сигнал/помеха 0 дБ;
- график функции 4 соответствует соотношению сигнал/помеха 3 дБ.

Выводы

В статье рассмотрена технология передачи LORA и исследована возможность применения этой технологии для передачи данных ОПС. Также выполнено сравнение эффективности исследуемой технологии передачи данных с частотной манипуляцией. Представлена математическая модель, позволяющая оценить энергетической выигрыш от применения внутриимпульсной ЛЧМ модуляции. Проведенный анализ зависимостей помехоустойчивости для различных формирования и обработки сигналов показывает, что применение технологии LORA позволяет повысить помехоустойчивость на 12-14 дБ, по сравнению с передачей без применения внутриимпульсного заполнения. Однако, скорость передачи информации с использованием технологии LORA соответственно оказывается в несколько раз меньше - например при $W = 80$ кГц, $R_b = 38,4$ кбит/с (без ЛЧМ), $R_b = 5,5$ кбит/с - с ЛЧМ. Низкая скорость передачи информации приводит к ограничению применимости технологии внутриимпульсной ЛЧМ модуляции - устройства с такой технологией рекомендуется применять в следующих случаях:

- протяженные объекты, при передачи данных с удаленных точек которых сигнал будет испытывать сильное затухание
- объекты с высоким уровнем электромагнитных шумов в диапазоне работ ОПС

В остальных случаях применение технологии LORA в ОПС не представляется обоснованным, так как существующие решения обеспечивают такие преимущества как более низкую стоимость и высокую скорость передачи данных.

Список литературы

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. / под ред. А. В. Назаренко. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
[Bernanrd Sklar. Digital communications. Fundamentals and application. New Jersey : Prentice Hall PTR, 2001.].
2. Прокис Д. Цифровая связь: пер. с англ. / под ред. Д. Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с. [Proakis J.G. Digital communications. McGraw – Hill, 1995.].

3. Мелихов С. В., Кологривов В. А. Взаимосвязь качественных характеристик для различных видов цифровой манипуляции // Доклады ТУСУРа. Технические науки. 2006. № 10. С. 68 – 77.
4. Ашимов Н.М., Шустик Н.А. Помехоустойчивость и помехозащищенность командной радиолинии управления, работающей с широкополосными ЛЧМ – сигналами // Спецтехника и связь. 2010. №1. С. 28 – 32.