

# ИНФОРМАЦИЯ

научно-технический журнал 2004 № 3

и

# КОСМОС

*Лебедев А. Т., Соловьев Б. И.*

**Задача формирования  
узловой основы цифровой  
транспортной сети**  
Стр. 4

*Мешковский К. А.*

**Теория связи и  
Великая теорема Ферма**  
Стр. 28

*Замарин А. И., Тавалинский Д. А.  
Гришин М. В.*

**Спутниковые сети VSAT:  
топология, состав,  
форматы представления  
мультимедиа данных**  
Стр. 82



# СВЯЗЬ

# 2004

# Сравнительная помехозащищенность систем связи с широкополосными и узкополосными сигналами



**Архипкин**

**Владимир Яковлевич**

кандидат технических наук,

генеральный директор

ООО «Кедах Электроникс Инжиниринг»



**Мешковский**

**Константин Александрович**

доктор технических наук,

академик МАИ,

главный научный сотрудник

ООО «Кедах Электроникс Инжиниринг»

Проведена сравнительная оценка помехозащищенности узкополосных цифровых методов модуляции (QPSK, QAM-16) и методов на основе широкополосных шумоподобных сигналов (ШШС) современных радиорелейных систем передачи. Показано значительное превосходство ШШС перед узкополосными методами в защите от интерференционной помехи.

Повышение устойчивости к воздействию преднамеренных и непреднамеренных помех и обеспечение работы в сложной электромагнитной обстановке возможно только при применении широкополосных шумоподобных сигналов (ШШС).

Широко применяемые в современных РРЛ цифровые методы модуляции QPSK, QAM-16, 32, 64, 128 имеют слабую защищенность от интерференционной помехи. QAM-16 при отношении сигнал/интерференционная помеха SIR = 10 dB полностью теряет работоспособность. Более защищена QPSK, но она требует значительного добавочного увеличения требуемого отношения сигнал/шум (5-6 dB) для обеспечения той же вероятности, что и без влияния интерференционной помехи. Совсем другое дело происходит при использовании ШШС. Антиинтерференционный порог систем связи с ШШС примерно равен базе сигналов (выигрышу при обработке), что значительно превышает антиинтерференционный порог узкополосных сигналов (УПС) (на 20 dB и более).

При широкополосной помехе требуется значительное превышение ее мощности над мощностью сигнала, чтобы она могла подавлять сигнал. ШШС обеспечивают работоспособность при превышении мощности помехи в базу раз мощности сигнала. ШШС на базе развертывания спектра с помощью прямой последовательности (DS-SSS), как правило, используются с немодулированным пилот-сигналом. Это позволяет системам с ШШС работать в условиях большой нестабильности частоты, например, из-за эффекта Доплера.

По указанным причинам связь с использованием ШШС является хорошо известной технологией, приме-

няющейся в военных системах десятилетиями [1, 9]. В период конверсии она начала применяться в коммерческих системах.

Этому способствовало также востребованное вновь известное свойство ШШС эффективно использовать спектр частот в условиях его сильной загруженности, при анархии и неуправляемости работой абонентов, а также в условиях замираний сигнала из-за многолучевости. Впервые это отметил Костас в 1959 г. [2], и была разработана система Rake [3]. В настоящее время ШШС с кодовым разделением каналов (КРК) применяются в системах подвижной сотовой связи (фирма Qualcomm), где внутрисистемные помехи уменьшены за счет выключения излучения во время пауз речи. Благодаря этому, а также введению помехоустойчивого кодирования в каналах абонентов удается увеличить пропускную способность в 10-20 раз. Кроме того, если в военных системах требовалось непрерывное изменение структуры сигнала, то в коммерческих системах это требование отсутствует, что упрощает системы. Поэтому адрес в коммерческих системах может представлять собой постоянную, не изменяющуюся во времени кодовую последовательность. А так как адресные коды должны быть известны всем пользователям, то их постоянная структура упрощает построение системы.

Метод КРК с ШШС можно и целесообразно применить и в других системах радиосвязи, где встречаются замирания сигналов из-за многолучевого распространения радиоволн и имеются трудности с использованием спектра частот ввиду перегруженности диапазона. Еще большие преимущества дает метод кодового разделения с ШШС в цифровых одноточечно-много2.

точечных системах фиксированной радиосвязи, так как позволяет применить синхронный вариант кодового уплотнения для обслуживания абонентов, при котором можно добиться полной ортогональности сигналов разных абонентов [10]. При этом возможно осуществить интегральный метод приема цифровых сигналов начиная с первого бита информации без дополнительной траты времени на вхождение в синхронизм по тактовой частоте информационных битов. Тактовая синхронизация также имеет наибольшую помехоустойчивость в системах с ШШС. Хотя метод кодового разделения имеет высокую спектральную эффективность, тем не менее, при современном дефиците спектра частот может потребоваться и частотный сдвиг. Метод кодового разделения легко комбинируется с частотным разделением каналов, что увеличивает пропускную способность без увеличения базы ШШС. Более того, возможно применить псевдослучайную перестройку средней частоты ШШС, что дает дополнительную защиту от перехвата разговоров (конфиденциальность связи).

Рассмотрим более подробно особенности применения ШШС.

### 1. Широкополосные и узкополосные сигналы, база сигналов, выигрыш при обработке

Помехоустойчивость приема при передаче дискретных сообщений определяется превышением энергии сигнала  $E$  над удельной мощностью флуктуационных помех  $N_0$  (спектральная плотность мощности):

$$P_{\text{пр.пр.}} = f\left(\frac{E}{N_0}\right) \quad (1)$$

и возрастает с увеличением этого превышения. ( $B$ )  $P_{\text{ш}}$ ,  $\wedge$  - вероятность правильного приема,  $f(x)$  - некоторая возрастающая функция от  $x$ ). Указанное превышение равно

$$\frac{E}{N_{0\text{ш}}} = \frac{P_c T}{P / F_{\text{ш}}} = \frac{P_c}{P} F T = \frac{P_c}{P} D = \frac{P_c}{P} \frac{F}{1/T_{\text{ш}}} = \frac{P_c}{P} \frac{F}{B}, \quad (2)$$

где  $P_c$  - средняя мощность сигнала;  $T$  - длительность сигнала;  $P_{\text{ш}}$  - средняя мощность шума;  $F$  - ширина полосы частот сигнала;  $D = F \cdot T$  - база сигнала;  $B$  - скорость телеграфирования.

Таким образом, при заданном отношении мощностей сигнала и шума помехоустойчивость тем выше, чем больше база применяемых сигналов.

Улучшение отношения сигнал/шум на выходе системы по отношению сигнал/шум на входе системы есть выигрыш при обработке (Processing gain) этой системы. Поэтому база сигналов  $D$  иначе называется выигрышем при обработке.

Все сигналы по величине базы разделяются на простые ( $D \sim 1$ ) и сложные ( $D \gg 7$ ) или многомерные. К простым сигналам относятся так называемые узкополосные сигналы, образующиеся при амплитудном, частотном, фазовом или относительно фазовом телеграфировании (АТ, ЧТ, ФТ, ОФТ). Для этих видов телеграфирования минимальная ширина полосы частот спектров радиосигналов равна

$$F_{\text{АТ}} = F_{\text{ФТ}} = F_{\text{ОФТ}} = 2F_{\text{МАН}}; F_{\text{ЧТ}} = 4F_{\text{МАН}}, \quad (3)$$

где  $F_{\text{МАН}}$  - частота манипуляции, а величина базы соответственно равна

$$D_{\text{АТ}} = D_{\text{ФТ}} = D_{\text{ОФТ}} = 2F_{\text{МАН}} \frac{1}{B} = 1; D_{\text{ЧТ}} = 4F_{\text{МАН}} \frac{1}{B} = 2, \quad (4)$$

где  $v = \frac{1}{T} = 2F_{\text{МАН}}$  - скорость телеграфирования.

Увеличение базы можно производить как за счет увеличения  $T$ , так и за счет расширения  $F$  против минимально необходимой.

В первом случае можно объединить несколько простых сигналов в один сложный сигнал по какому-либо закону. Такие сигналы носят название кодированных сигналов. Во втором случае можно расширить полосу частот сигнала посредством внутриимпульсной модуляции по какому-либо сложному закону. Такие сигналы носят название широкополосных сигналов.

Широкополосными псевдослучайными сигналами (ШПС) с базой  $D$  называются сигналы, получаемые дополнительной манипуляцией каждого бита информации по закону бинарной псевдослучайной последовательности (ПСП) значности  $D$  с тактовой частотой

$$f_t = \frac{1}{t}. \text{ Для ШПС} \quad D_{\text{ШПС}} = T \Delta F = T \frac{1}{\tau} = T \frac{1}{T/D} = D. \quad (5)$$

Для уверенного приема одного из двух сигналов достаточно, чтобы

$$\frac{E}{N_0} \approx 10. \quad (6)$$

При этом для простых сигналов отношение мощности сигнала и помехи равно

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{прост.}} = \frac{E}{N_0} \cdot \frac{1}{D_{\text{прост.}}} = \frac{E}{N_0} \approx 10.$$

Для сложных сигналов

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{сложн.}} = \frac{10}{D_{\text{сложн.}}} = \frac{E/N_0}{D}, \quad (7)$$

и при  $D_{\text{сложн.}} \gg 1$  может быть сделано значительно меньшее единицы.

Отсюда становится очевидным, что использование введенного для простых сигналов понятия объема сигнала [4] для сложных (кодированных и широкополосных) сигналов является неприемлемым, так как

$$V_{\text{сложн.сигн.}} = FT \log\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{сложн.}} = D_{\text{сложн.}} \log\left(\frac{10}{D_{\text{сложн.}}}\right) < 0, \quad (8)$$

т. е. объем является отрицательным, что не имеет физического смысла.

Несмотря на значительный период времени, истекший со времени введения понятия объема сигнала, оно не нашло широкого употребления и не принесло большой пользы. Как видно из предыдущего, в период широкого применения сигналов с большой базой в радиосвязи и радиолокации это понятие оказывается бессодержательным. Тем не менее, оно изредка встречается в научно-технической литературе [5, 6], что может привести к ошибочным представлениям. По изложенным причинам представляется целесообразным полностью отказаться от применения этого понятия в теории сигналов [7].

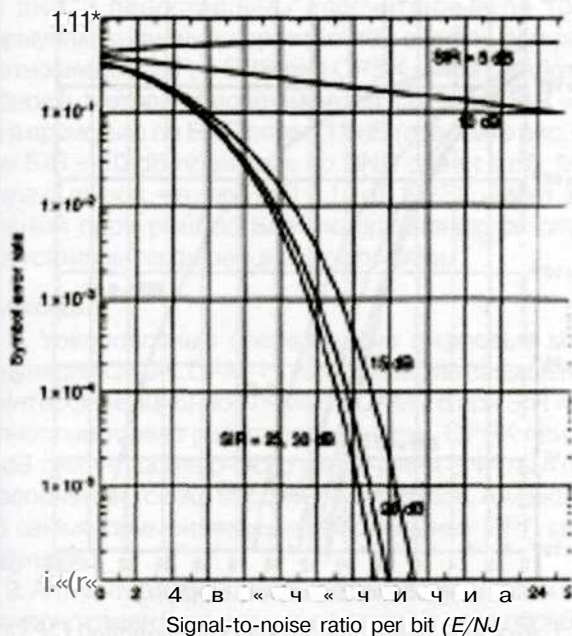


Рис. 1. Коэффициент ошибок для QAM при белом шуме и интерференционной помехе с постоянной амплитудой

## 2. Помехозащищенность с широкополосными шумоподобными сигналами от интерференционных помех

Одна из целей применения систем связи с расширением спектра заключается в способности таких систем подавлять интерференционные помехи, которые в противном случае могут воспрепятствовать полезной связи. В этом разделе мы оценим степень, до которой эта интерференция может быть подавлена при применении ШШС. Частота интерференционной помехи не обязательно совпадает с номинальной рабочей частотой полезного сигнала, но, разумеется, находится в полосе частот приемника. Предполагается также, что ширина полосы частот интерференционной помехи уже ширины полосы частот ШШС. Известно [12], что интерференционная помеха мощностью  $J$  на выходе приемника подавляется в базу раз, т. е. среднее квадратическое значение помехи равно:

$$\bar{J}_0^2 = \frac{J}{D}, \quad (9)$$

где  $D$  - выигрыш при обработке (база сигнала). Т. е. мощность интерференционной помехи /ослабляется в базу раз (база - отношение широкой полосы к узкой  $\hat{=}$  шпне). Чтобы вычислить выходное отношение сигнал/шум в общем случае, необходимо рассмотреть общую выходную мощность шума и интерференции. Так как они независимые, то они складываются и  $\frac{57}{N}$  на выходе равно:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вых}} = \frac{P_r}{\frac{N_0 \Delta F_{\text{шпс}} + J}{D}} = \frac{D P_r}{\frac{N_0 \Delta F_{\text{шпс}} + J}{2}}, \quad (10)$$

где  $\Delta F_{\text{шпс}}$  - ширина полосы узкополосного сигнала;  $\Delta F_{\text{м.п.с}}$  - ширина полосы широкополосного сигнала;  $P_r$  - мощность на входе приемника.

В то же время (11) на входе равно:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}} = \frac{P_r}{\frac{N_0 \Delta F_{\text{шпс}} + J}{2}}, \quad (11)$$

отсюда можно легко получить, что

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вых}} = \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}} D. \quad (12)$$

Один из важных вопросов есть оценка степени, до которой такая система может уменьшить эффект интенсивной интерференции. Эта способность часто выражается количественно порогом интерференции (или антиинтерференционным порогом), который измеряется в децибелах. Предыдущее соотношение тогда будет:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}} \text{ dB} = \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}} \text{ dB} - (D) \text{ dB}. \quad (13)$$

Максимально допустимое отношение мощности помехи к мощности сигнала, при котором связь находится в пределах нормы, называется порогом помехоустойчивости  $M_j$  или антиинтерференционным порогом, который определяется как [13]:

$$M_j \text{ dB} = -\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}} \text{ dB} - L \text{ dB}, \quad (14)$$

где величина  $L$  представляет потери системы в dB. Тогда

$$M_j \text{ dB} = D \text{ dB} - L \text{ dB} - \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}} \text{ dB}. \quad (15)$$

Для  $D = 10 \lg 128 \approx 21 \text{ dB}$  и  $L \text{ dB} = 2 \text{ dB}$  и  $\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вх}} \approx 7 \text{ dB}$  имеем:

$$M_j = 21 - 2 - 7 = 12 \text{ dB}.$$

Следовательно, система работоспособна, даже если интерференционная помеха не более чем на 12 dB превышает мощность ШШС. Такая защита реализована в системе, описанной в работе [10]. Сравнивая с модуляцией QAM-16, видим, что антиинтерференционный порог ШШС на 10 - (-12) = 22 dB выше.

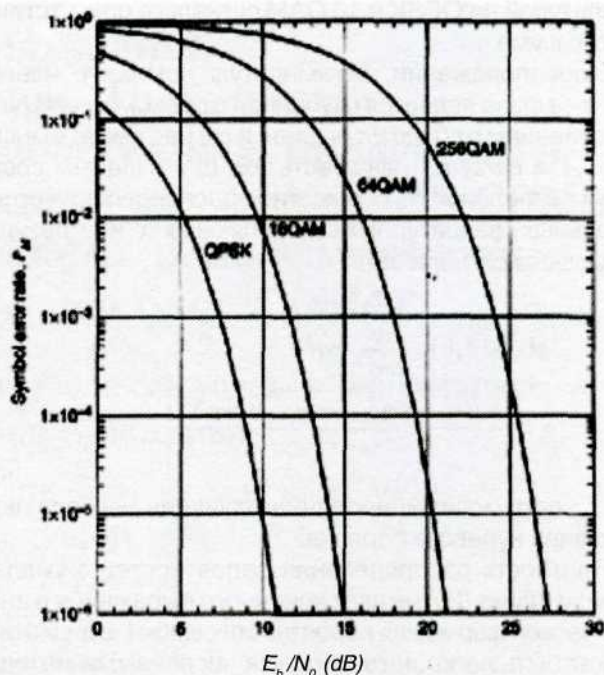


Рис. 2. Вероятность ошибок на символ для N-QAM

Выходное отношение  $\frac{S}{N_0}$  может быть выражено как:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вых}} = \frac{P_r}{N_0 \left( \frac{1}{2T_{\text{бит}}} + \frac{J}{D} \right)} = \frac{E_{\text{бит}}}{N_0 \left( \frac{1}{2} + \frac{J}{\Delta F_{\text{ШПС}}} \right)}, \quad (16)$$

где  $J$  - мощность интерференционной помехи в полосе  $\Delta F_{\text{шпс}}$  радиоприемника (широкой полосе),  $(D = \Gamma_{\text{бит}} \times \Delta F)$ .

Решая последнее соотношение для  $\frac{E_{\text{бит}}}{N_0}$ , получим:

$$\frac{E_{\text{бит}}}{N_0} = \left[ \frac{1}{2} + \frac{J}{N_0 B_s} \right] \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вых}} \quad (17)$$

или

$$\frac{E_{\text{бит}}}{N_0} = \frac{1}{2} \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вых}} \left[ 1 + \frac{J_0}{N_0} \right], \quad (18)$$

где  $B_s$  - полоса сигнала.

Из этого можно сделать два важных вывода. Во-первых, когда интерференционная помеха узкополосная, то увеличение расширения полосы увеличивает энергетическую эффективность. Во-вторых, когда интерференционная помеха широкополосная, например как белый шум, то увеличение расширения полосы не улучшает энергетическую эффективность, потому что мощность интерференционной помехи/увеличивается пропорционально полосе частот сигнала  $\Delta F$ .

Если спектральная плотность мощности интерференционной помехи  $J_0$  равна спектральной плотности мощности белого шума  $N_0$ , то

$$\frac{E_{\text{бит}}}{N_0} = \left(\frac{S}{N}\right)_{\text{вых}}, \quad (19)$$

т. е. уменьшена всего в два раза (3 dB).

### 3. Оценка помехозащищенности цифровых методов модуляции современных РРЛ

Рассмотрим теперь воздействие интерференционной помехи на обычные узкополосные сигналы, применяемые в современных РРЛ.

В работе [11] подробно проанализировано воздействие одиночной синусоидальной помехи с постоянной амплитудой на QPSK и 16 QAM сигналы в присутствии белого шума.

В предположении, что амплитуда помехи "b" известна, а ее фаза является случайной с равномерным распределением от 0 до 2л радиан, и сигнал имеет амплитуду  $A$  и фазу  $\alpha$ , а шум есть АБГШ с нулевым средним и дисперсией  $\sigma^2$ , совместное распределение ортогональных квадратурных составляющих  $x$  и  $y$  результирующего сигнала есть

$$p(x, y/A, b) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{(x - A \sin \alpha)^2 + (y - A \cos \alpha)^2 + b^2}{2\sigma^2}\right] \times I_0\left[\frac{b\sqrt{(x - A \sin \alpha)^2 + (y - A \cos \alpha)^2}}{\sigma^2}\right], \quad (20)$$

где  $I_0$  есть модифицированная функция Бесселя первого вида нулевого порядка.

Плотность распределения вероятностей сигнала-помехи-шума (20) не дает конечного выражения в аналитической форме для вероятности ошибки. Однако она может быть легко интегрируема численными методами. Вероятность ошибки на символ для 16 QAM с 6 разными уровнями синусоидальной помехи (Signal-to-

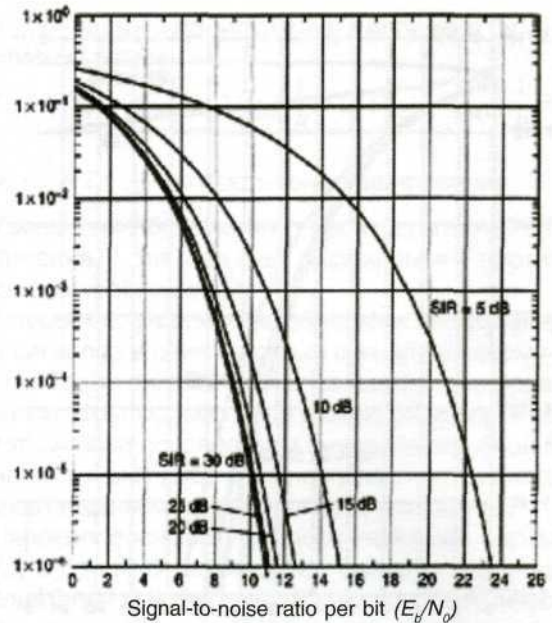


Рис. 3. Коэффициент ошибок для когерентной QPSK с белым шумом и интерференционной помехой с постоянной амплитудой

interference ratios или SIR) в широком диапазоне изменения отношения сигнал-шум (signal-to-noise ratios или SNR на бит) была рассчитана численным методом [11]. Результаты вычисления показаны на рис. 1. Величины SNR и SIR определялись как

$$SNR = 20 \log \frac{\bar{V}}{\sqrt{2}\sigma}, \quad (21)$$

$$SIR = 20 \log \frac{\bar{V}}{b}, \quad (22)$$

где  $\bar{V}$  есть среднее напряжение по всем точкам «созвездия» сигналов. Как и ожидалось, при SIR = 30 dB (по существу, без помех) вероятность ошибки та же самая, что и при АБГШ. При уменьшении SIR вероятность ошибки возрастает при уменьшении шума-экстраординарное состояние, при котором плотность распределения сигнала и помехи лежит вне области правильного приема так, что только при добавлении шума сигнал случайно оказывается внутри области правильного приема. При этом вероятность ошибки хуже  $10^{-1}$  во всем диапазоне изменения SNR. При SIR = 10 dB вероятность ошибки также хуже  $10^{-1}$  при всех значениях SNR. И только при SIR = 15 dB может быть достигнута вероятность ошибки  $10^{-6}$  при SNR = 17 dB, что на 2 dB хуже, чем при отсутствии интерференционной помехи, см. рис. 2. Можно сделать вывод, что при SIR  $\leq$  10 dB QAM-16 теряет работоспособность полностью.

Для фазовой манипуляции, включая QPSK, плотность распределения вероятностей (20) от прямоугольных координат легко трансформируется в полярные координаты путем подстановок

$$x = r \sin \beta, \quad y = r \cos \beta, \quad (23)$$

что дает в итоге

$$p(r, \beta/A, b) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left[-\frac{(r \sin \beta - A \sin \alpha)^2 + (r \cos \beta - A \cos \alpha)^2 + b^2}{2\sigma^2}\right] \times I\left[\frac{b\sqrt{(r \sin \beta - A \sin \alpha)^2 + (r \cos \beta - A \cos \alpha)^2}}{\sigma^2}\right]. \quad (24)$$

На рис. 3 представлены подсчитанные по точным формулам значения вероятностей ошибок при разных соотношениях SIR и SNR для QPSK (4ФМ). Работоспособность метода обеспечивается даже при SIR = 5 dB, хотя проигрыш по SNR равен 12 dB (сравните рис. 2 и 3). При SIR = 10 dB проигрыш по SNR равен 4 dB. Можно сделать вывод, что при SIR ≤ 10 dB QPSK имеет значительный проигрыш по SNR по сравнению со случаем отсутствия интерференционной помехи.

#### Выводы:

1. Узкополосные современные цифровые методы модуляции QPSK, QAM-16 имеют слабую защищенность от интерференционной помехи. QAM-16 при SIR = 10 dB полностью теряет работоспособность. QPSK при SIR = 10 dB требует добавочного увеличения SNR на 4 dB для обеспечения той же вероятности ошибок. А между тем, это самые применяемые в современных РРЛ методы модуляции.

2. Антиинтерференционный порог систем связи с ШШС примерно равен базе сигналов (выигрышу при обработке), что значительно превышает антиинтерференционный порог узкополосных методов модуляции (QPSK и QAM-16).

3. Потери в помехоустойчивости систем ШШС небольшие при действии интерференционной помехи, так как она «размывается» по спектру, и ее действие сводится к белому шуму.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Гленн. Система связи с кодовым уплотнением каналов // Зарубежная радиоэлектроника. - 1965. - № 3.
2. Costas S. P. Poisson, Shannon and radio amateur // Proc. IRE. - 1959. - № 12.
3. Прайс, Гринн. Методы связи для многолучевых каналов // Зарубежная радиоэлектроника. - 1958. - № 8.
4. Харкевич А. А. Очерки общей теории связи. - М.: Гостехиздат. - 1955.
5. Гуров В. С., Емельянов Г. А., Етрухин Н. Н., Базилевич Е. В. Основы передачи данных по проводным каналам связи. - М.: Связь, 1964.
6. Мешковский К. А. О необходимости отказа от понятия объема сигнала в связи // Электросвязь. - 1968. - № 11.
7. Справочник по радиоэлектронике / Под общ. ред. А. А. Куликовского. - Т.1. - М.: «Энергия», 1967.
8. Акимов А. Е., Акимов М. Е. Сравнительные характеристики уплотнения широкополосных и узкополосных многоадресных систем связи // Вопросы радиоэлектроники. - Серия «Техника радиосвязи». - Вып.1. - 1968. - С. 79-85.
9. Клименко Н. Н. Многостанционный доступ с кодовым уплотнением и разделением сигналов в системах спутниковой связи и управления // Зарубежная радиоэлектроника. - 1988. - № 9.
10. Архипкин В. Я., Мешковский К. А. Система фиксированной радиосвязи многостанционного доступа с кодовым разделением каналов // Информация и Космос. - 2004. - № 1.
11. Anderson H. R. Fixed Broadband Wireless System Design. - Wiley, 2003.
12. Диксон Р. К. Широкополосные системы. - М.: Связь, 1979.
13. Cooper G. R., McGillem C D. Modern Communications and Spread Spectrum, McGraw-Hill, Inc. - № J. - 1986.



#### Российская компания

**ООО «Кедах Электроникс Инжиниринг» -**

**- производитель высокотехнологичных продуктов и систем фиксированной радиосвязи на основе DS-CDMA (радиорелейные станции CDMA, радиоудлинители, системы абонентского доступа CDMA)**

Генеральный директор ООО «Кедах Электроникс Инжиниринг» -  
Архипкин Владимир Яковлевич

Адрес: Россия, 124498, г. Москва, Зеленоград, корп. 445

Тел.: +7 (095) 530-01-02

Факс: +7 (095) 534-86-54

E-mail: kedah@kedah.ru

kedah@mail.compnet.ru

<http://www.kedah.ru>