

Забезпечення захисту інформації в системах зв'язку. Технічні засоби системи захисту інформації

УДК 621.

АНАЛИЗ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ДИСКРЕТНО-НЕПРЕРЫВНОГО КАНАЛА СВЯЗИ ДЛЯ ПРОГРАММИРУЕМЫХ РАДИОСТАНЦИЙ С ЦИФРОВЫМИ МЕТОДАМИ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ОРГАНИЗОВАННЫХ ПОМЕХ

Сергей Зайцев

Институт специального зв'язку та захисту інформації НТУУ "КПІ"

Аннотация: Проведено аналіз пропускної здатності дискретно-неперервного каналу зв'язку під впливом навмисних завад для радіостанцій з стрибкоподібною зміною робочої частоти та спектрально-ефективними видами модуляції сигналу. Отримані нові аналітичні та графічні залежності пропускної здатності від відношення сигнал-навмисна завада для різних видів модуляцій при застосуванні технології розширення спектру.

Summary: In article the analysis of throughput of a discrete - continuous communication channel is shown at influence of the organized jammers for radio stations with frequency hopping and spectrum-effective kinds of modulation of a signal. New analytical and graphic dependences of throughput on the relation a signal - organized jammer for various kinds of modulations are received at application of technology of expansion of a spectrum.

Ключевые слова: Спектрально-эффективные виды модуляции, пропускная способность, расширение спектра, организованные помехи.

Введение

В настоящее время в области современных систем радиосвязи особое внимание уделяется программируемым радиостанциям (*SDR-software defined radio*), принцип построения которых основан на аппаратно-программной реализации [1, 2]. В качестве аппаратных средств используются блоки цифровых сигнальных процессоров (*DSP*), с помощью которых реализуются основные этапы обработки сигнала.

На физическом уровне основными этапами преобразования сигнала в программируемых радиостанциях (ПРС) являются расширение спектра и модуляция (демодуляция) сигнала [3]. В качестве методов расширения спектра используются метод прямой последовательности и метод скачкообразного изменения рабочей частоты (СИЧ). Второй метод более предпочтителен для борьбы с организованными помехами. В качестве цифровых методов модуляции сигнала применяются спектрально-эффективные ФМ-М (*M-PSK*), КАМ-М (*QAM-M*), позволяющие эффективно использовать пропускную способность канала связи [1 – 3].

При использовании в ПРС демодулятора с "мягким" выходом на этапе проектирования используются модели дискретно-непрерывного канала связи [4, 5].

I Постановка задачи

Аналізу пропускної здатності дискретно-неперервного каналу зв'язку (ДНКС) посвящені роботи [6 – 8]. В цих роботах розглядається пропускна здатність ДНКС при впливі флуктуаційного шуму на передану інформаційну послідовність при когерентному і некогерентному прийомі сигналу без урахування впливу організованих поємок і розширення спектра.

Поэтому возникает задача анализа пропускной способности ДНКС для цифровых методов модуляции сигнала и расширения спектра при воздействии на ПРС организованных помех.

Целью работы является: получение аналитических и графических зависимостей для расчета пропускной способности ДНКС для модуляции ФМ-М, КАМ-М, расширения спектра сигнала методом СИЧ с учетом воздействия организованных помех.

II Аналитические зависимости пропускной способности от заданных условий работы ПРС

На рис. 1 показана структурная схема ПРС с СИЧ и корректирующим кодом. Пунктирной линией

выделен рассматриваемый дискретно-непрерывный канал. Проанализируем пропускную способность этого канала при воздействии флуктуационного шума совместно с шумовой заградительной помехой, шумовой помехой в части полосы и ответной помехой.

На рис. 1 источник данных вырабатывает последовательность \vec{U} , которая поступает на кодер. Кодер производит последовательность кодированных бит \vec{C} . В модуляторе НЧ (формирователь квадратурных составляющих) последовательность \vec{C} преобразуется в последовательность \vec{X}_1 , содержащую коэффициенты ортонормированного разложения сигнала, которая в модуляторе ВЧ преобразуется в последовательность канальных символов \vec{X} . Перестройка частоты осуществляется с помощью синтезатора частот и генератора псевдослучайной последовательности (ГПСЧ) в модуляторе СИЧ. В канале связи на последовательность \vec{Z} воздействуют флуктуационный шум и организованные помехи. Принимаемый полезный сигнал \vec{Z}^* ПРС с СИЧ поступает на демодулятор СИЧ, в котором за счет синтезатора частоты, управляемого ГПСЧ, устраняются скачки рабочей частоты. После этого последовательность символов \vec{R} после демодуляции и декодирования преобразуется в последовательность принимаемых бит \vec{U}^* .

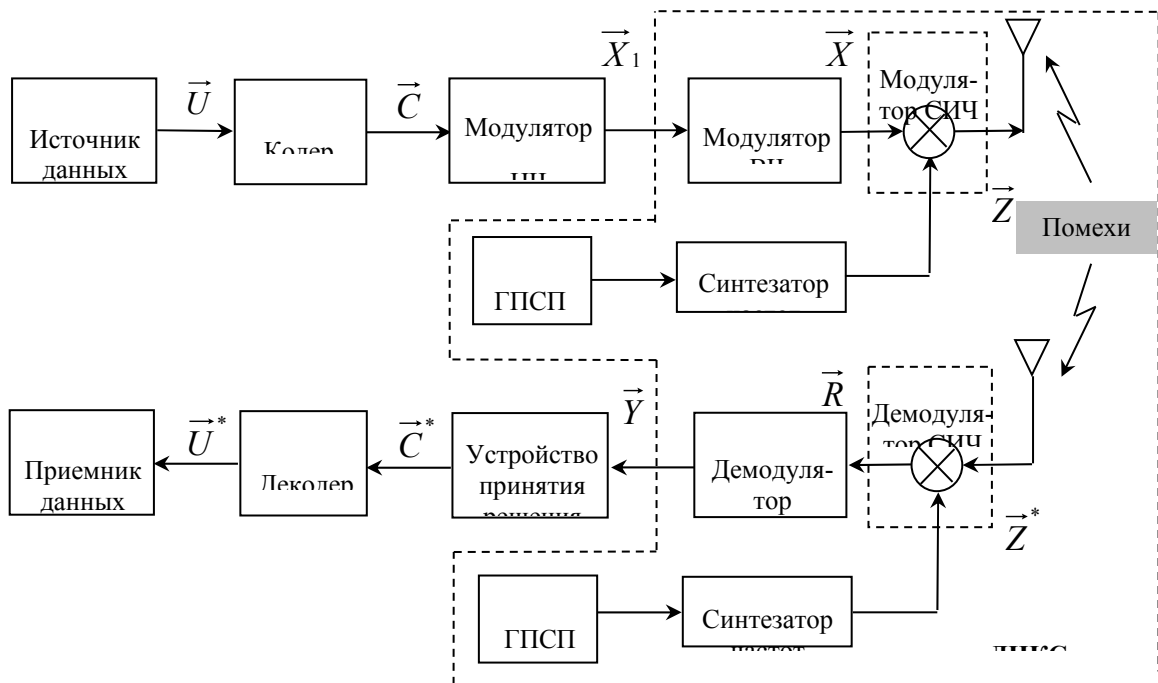


Рисунок 1 – Структурная схема ДНКС ПРС с СИЧ

В работе предполагается, что M -арные символы, $\{x_m(t), m = 1, 2, \dots, M\}$, являются ограниченными по спектру с длительностью символа, равной T . Произвольный набор конечных сигналов $\{x_m(t)\}$, $m = 1, \dots, M$, выражается линейной комбинацией N ортогональных сигналов $\psi_1(t), \psi_2(t), \dots, \psi_N(t)$, $N \leq M$ [9]:

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^N x_{mk} \psi_k(t),$$

где $m = 1, \dots, M$, x_{mk} – коэффициент разложения сигнала по базисным функциям (коэффициент ортонормированного разложения или проекция сигнала $x_m(t)$ на базис $\psi_k(t)$). Сигнал $x_m(t)$ называется реализацией m -ичного сигнала в момент времени t , m – номер M -арного символа.

Процесс флуктуационного шума записывается в виде [9]:

$$n(t) = \sum_{k=1}^N n_k \psi_k(t),$$

коэффициенты шумового процесса $\{n_k, k = 1, 2, \dots, N\}$ являются гауссовскими случайными величинами с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\frac{G_0}{2}$.

Функция плотности распределения вероятности каждого коэффициента имеет вид [9]:

$$w(n_k) = \xi\left(0, \frac{G_0}{2}\right) = \frac{1}{\sqrt{\pi G_0}} \exp\left(-\frac{(n_k)^2}{G_0}\right).$$

Аналогично для преднамеренной помехи, если она имеет вид белого гауссовского шума, ее процесс имеет вид:

$$j(t) = \sum_{k=1}^N j_k \psi_k(t),$$

где коэффициенты шумового процесса, $\{j_k, k = 1, 2, \dots, N\}$, также являются гауссовскими случайными величинами с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $\frac{G_j}{2}$.

Для преднамеренной помехи функция плотности распределения вероятности каждого коэффициента равна:

$$w(j_k) = \eta\left(0, \frac{G_j}{2}\right) = \frac{1}{\sqrt{\pi G_j}} \exp\left(-\frac{(j_k)^2}{G_j}\right).$$

Модель ДНКС при воздействии флуктуационного шума показана на рис. 2.

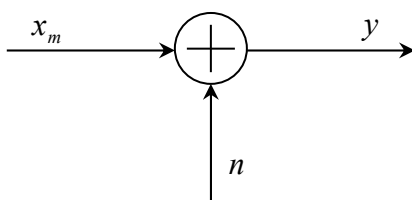


Рисунок 2 – Модель ДНКС при воздействии на переданный символ только флуктуационного шума

Вход канала, x_m , принадлежит дискретному набору из M значений: $\{x_m, m = 1, 2, \dots, M\}$, m – номер M -арного символа. Выход канала, $y = x_m + n$, является непрерывной случайной величиной. Если вход канала и шумовой процесс могут быть представлены с использованием N -размерных векторов, то модель канала будет иметь вид, показанный на рис. 3.

На этом рисунке \vec{x}_m принимает дискретные значения, \vec{y} – непрерывные: $x_m = (x_{m1}, x_{m2}, \dots, x_{mN})$, $m = 1, 2, \dots, M$, $y = (y_1, y_2, \dots, y_N)$, $y_k = [-\infty, +\infty]$, $k = 1, 2, \dots, N$, $y_k = x_{mk} + n_k$. N – размерность сигнального пространства, $N = 2F_s T$, где F_s – ширина спектра сигнала, в пределах которой сосредоточена основная часть энергии сигнала и которая определяет интервал отсчетов Δt по теореме Котельникова [10], T – длительность символа.

Модель ДНКС при воздействии флуктуационного шума и преднамеренной помехи показана на рис. 4.

В этом случае $y_j = x_m + n + j$ – непрерывная случайная величина, $y_j = [-\infty, +\infty]$. Если вход канала, процесс флуктуационного шума и преднамеренной помехи могут быть представлены с использованием N -размерных векторов модель канала будет иметь вид рис. 5. На рис. 4 $y_j = (y_{j1}, y_{j2}, \dots, y_{jN})$, $y_{jk} = [-\infty, +\infty]$, $k = 1, 2, \dots, N$, $y_{jk} = x_{mk} + n_k + j_k$.

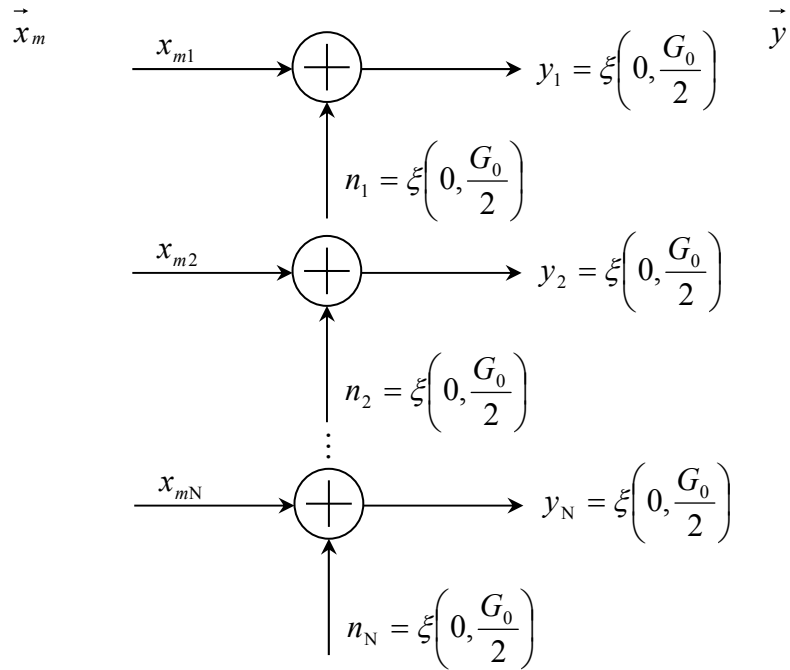


Рисунок 3 – Модель ДНКС при воздействии на переданный символ флуктуационного шума, представленная в векторном виде

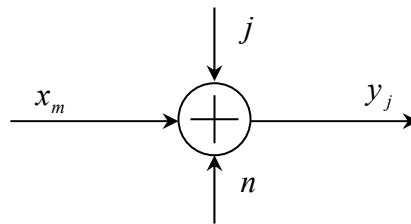


Рисунок 4 – Модель ДНКС при воздействии на переданный символ флуктуационного шума и преднамеренной помехи

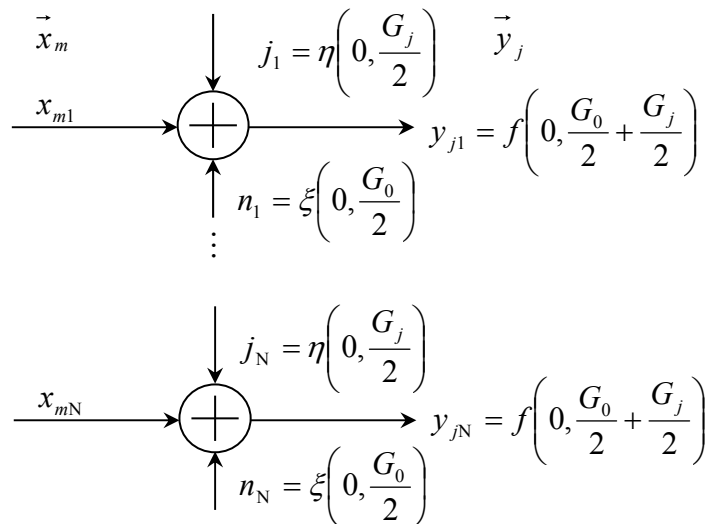


Рисунок 5 – Модель ДНКС при воздействии на переданный символ флуктуационного шума, представленная в векторном виде

Модель рассматриваемого ДНКС для M -позиционных сигналов показана на рис. 6.

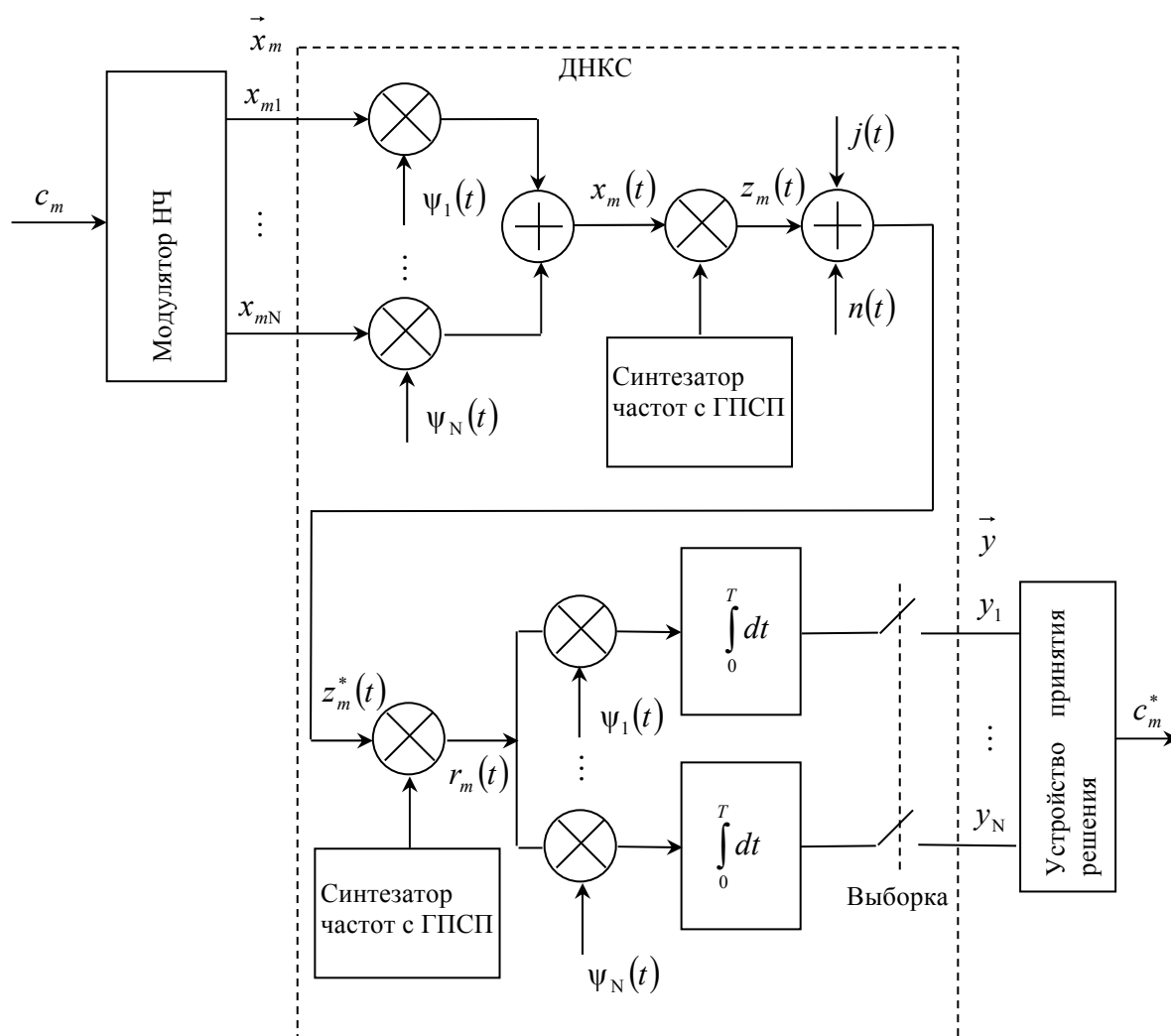


Рисунок 6 – Модель ДНКС ПРС с СИЧ для M -позиционных сигналов при воздействии организованных помех

Блок кодированных бит c_m с помощью модулятора НЧ и ВЧ преобразуется в символ $x_m(t)$, который поступает в модулятор СИЧ, осуществляющий перестройку несущей частоты модулированного сигнала. В канале связи на переданный символ $z_m(t)$ действуют флуктуационный шум $n(t)$ и организованные помехи $j(t)$. Принятый сигнал $z_m^*(t)$ поступает в демодулятор СИЧ, где устраняются скачки рабочей частоты, после этого преобразованный сигнал $r_m(t)$ после когерентного детектирования преобразуется в c_m^* .

Для когерентных M -позиционных схем ФМ сигнал $x_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi m}{M}\right)$, $0 \leq t \leq T$, $m = 1, \dots, M$, E_s – энергия сигнала, ω_0 – несущая частота, T – время передачи символа, M – размерность сигнального пространства [9].

В [9] показано, что произвольный набор конечных сигналов $\{x_m(t)\}$, $m = 1, \dots, M$, можно выразить

как линейную комбинацию N ортогональных сигналов $\psi_1(t), \psi_2(t), \dots, \psi_N(t)$, $N \leq M$:

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^N x_{mk} \psi_k(t), \quad (1)$$

где $m = 1, \dots, M$, x_{mk} – коэффициент разложения сигнала по базисным функциям.

Полагая пространство ортонормированным и используя (1), представим сигнал $x_m(t)$ M -позиционной ФМ в виде:

$$\begin{aligned} x_m(t) &= x_{m1} \psi_1(t) + x_{m2} \psi_2(t) = \\ &= \sqrt{E_s} \cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right) \psi_1(t) + \sqrt{E_s} \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right) \psi_2(t), \end{aligned}$$

$$m = 1, \dots, M, \quad \psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos \omega_0 t, \quad \psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin \omega_0 t.$$

$x_{m1} = \sqrt{E_s} \cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right)$, $x_{m2} = \sqrt{E_s} \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right)$ являются коэффициентами ортонормированного разложения, сигнала $x_m(t)$ в N -ичном евклидовом пространстве.

Соответственно $x_i(t)$:

$$\begin{aligned} x_i(t) &= x_{i1} \psi_1(t) + x_{i2} \psi_2(t) = \\ &= \sqrt{E_s} \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \psi_1(t) + \sqrt{E_s} \sin\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \psi_2(t), \end{aligned}$$

$$m = 1, \dots, M, \quad \psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos \omega_0 t, \quad \psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin \omega_0 t.$$

На рис. 7 показаны сигнальные пространства набора сигналов модуляции ФМ-2, ФМ-4, ФМ-8 соответственно.

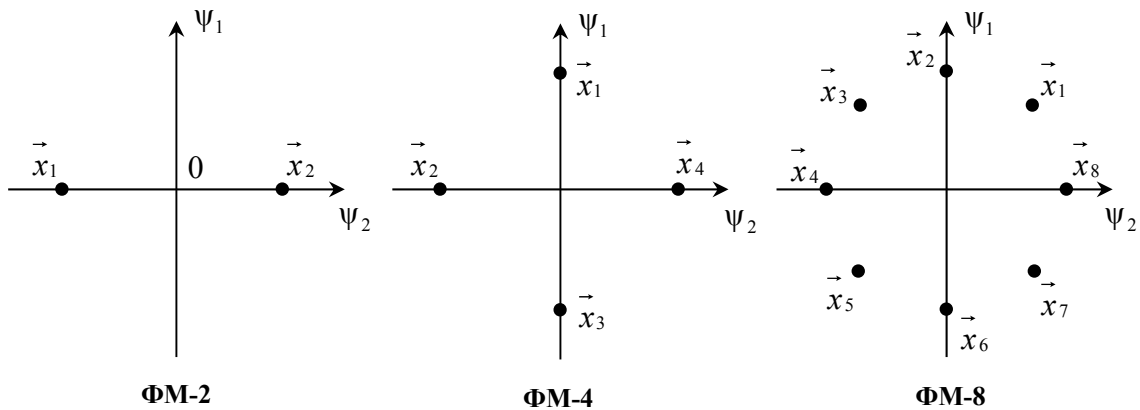


Рисунок 7 – Сигнальные пространства сигналов ФМ- M модуляции

После модулятора СИЧ сигнал $x_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi m}{M}\right)$, $0 \leq t \leq T$, $m = 1, \dots, M$, преобразуется в $z_m(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left((\omega_0 + \omega_k)t - \frac{2\pi m}{M}\right)$, где ω_k – частота, произведенная синтезатором частот с помощью ГПСЧ [10].

Процесс демодуляции сигнала происходит в соответствии с [9, 10].

Пропускная способность ДНКС, рассчитанная на один входной символ, определяется как максимум количества информации, передаваемой по каналу, который берется по распределениям вероятностей последовательностей \vec{x}_m , $m = 1, 2, \dots, M$ [8]:

$$C = \max_{p(\vec{x}_1), \dots, p(\vec{x}_M)} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} w(\vec{y} / \vec{x}_m) p(\vec{x}_m) \log_2 \left[\frac{w(\vec{y} / \vec{x}_m)}{w(\vec{y})} \right] d\vec{y}, \quad (2)$$

$\vec{x}_m = (x_{m1}, x_{m2}, \dots, x_{mN})$, $m = 1, 2, \dots, M$, M – размерность сигнального созвездия, N – размерность евклидова пространства.

Используя преобразование [8]

$$w(\vec{y}) = \sum_{i=1}^M w(\vec{y} / \vec{x}_i) p(\vec{x}_i), \quad (3)$$

получим

$$\begin{aligned} C &= \max_{p(\vec{x}_1), \dots, p(\vec{x}_M)} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} w(\vec{y} / \vec{x}_m) p(\vec{x}_m) \log_2 \left[\frac{w(\vec{y} / \vec{x}_m)}{\sum_{i=1}^M w(\vec{y} / \vec{x}_i) p(\vec{x}_i)} \right] d\vec{y} = \\ &= \max_{p(\vec{x}_1), \dots, p(\vec{x}_M)} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} w(\vec{y} / \vec{x}_m) p(\vec{x}_m) \log_2 w(\vec{y} / \vec{x}_m) d\vec{y} - \\ &- \max_{p(\vec{x}_1), \dots, p(\vec{x}_M)} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} w(\vec{y} / \vec{x}_m) p(\vec{x}_m) \log_2 \sum_{i=1}^M w(\vec{y} / \vec{x}_i) p(\vec{x}_i) d\vec{y} = I_1 - I_2. \end{aligned} \quad (4)$$

Предполагается, что символы \vec{x}_m , $m = 1, \dots, M$, которые поступают на вход канала, равновероятны, тогда

$$p(\vec{x}_m) = \frac{1}{M}, \quad m = 1, \dots, M. \quad (5)$$

Для канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) (дисперсия $\sigma^2 = \frac{G_0}{2}$) плотность условного распределения вероятностей величины y при условии, что передавалась величина \vec{x}_m определяется [8]:

$$\begin{aligned} w(\vec{y} / \vec{x}_m) &= \prod_{k=1}^N w(y_k / x_{mk}) = \prod_{k=1}^N \frac{1}{\sqrt{\pi G_0}} \exp \left[-\frac{(y_k - x_{mk})^2}{G_0} \right] = \\ &= \frac{1}{(\sqrt{\pi G_0})^N} \exp \sum_{k=1}^N \left[-\frac{(y_k - x_{mk})^2}{G_0} \right] = \\ &= \frac{1}{(\sqrt{\pi G_0})^N} \exp \left[-\frac{|\vec{y} - \vec{x}_m|^2}{G_0} \right], \end{aligned} \quad (6)$$

где $\sum_{k=1}^N \left[-\frac{(y_k - x_{mk})^2}{G_0} \right] = -\frac{|\vec{y} - \vec{x}_m|^2}{G_0}$.

С учетом (5) и (6) запишем выражение для I_1 следующим образом:

$$I_1 = \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} w(\vec{y}/\vec{x}_m) p(\vec{x}_m) \log_2 w(\vec{y}/\vec{x}_m) d\vec{y} =$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{(\sqrt{\pi G_0})^N} \exp\left[-\frac{|\vec{y}-\vec{x}_m|^2}{G_0}\right] \log_2 \frac{1}{(\sqrt{\pi G_0})^N} \exp\left[-\frac{|\vec{y}-\vec{x}_m|^2}{G_0}\right] d\vec{y}. \quad (7)$$

Произведем замену

$$\frac{y_k - x_{mk}}{\sqrt{G_0}} = q_k, \quad (8)$$

тогда

$$\frac{|\vec{y}-\vec{x}_m|^2}{G_0} = \frac{1}{G_0} \sum_{k=1}^N (y_k - x_{mk})^2 = \sum_{k=1}^N \left(\frac{(y_k - x_{mk})}{\sqrt{G_0}} \right)^2 = \sum_{k=1}^N (q_k)^2 = |\vec{q}|^2. \quad (9)$$

$$\frac{dy_k}{\sqrt{G_0}} = dq_k \Rightarrow d\vec{y} = (\sqrt{G_0})^N d\vec{q}. \quad (10)$$

В результате преобразований (9), (10) пределы интегрирования будут следующими:

$$\left\{ \vec{y} \right\} \rightarrow +\infty \Rightarrow \left\{ \vec{q} \right\} \rightarrow +\infty, \left\{ \vec{y} \right\} \rightarrow -\infty \Rightarrow \left\{ \vec{q} \right\} \rightarrow -\infty. \quad (11)$$

Подставив (9) – (11) в (7), получим:

$$I_1 = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{(\sqrt{\pi})^N} \exp\left(-|\vec{q}|^2\right) \log_2 \frac{1}{(\sqrt{\pi G_0})^N} d\vec{q} +$$

$$+ \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{(\sqrt{\pi})^N} \exp\left(-|\vec{q}|^2\right) \log_2 \left(\exp\left(-|\vec{q}|^2\right) \right) d\vec{q}. \quad (12)$$

Используя основные свойства определенных интегралов, и произведя необходимые преобразования, получим:

$$I_1 = -\frac{N}{2} \log_2(\pi e G_0), \quad (13)$$

где e – основание натурального логарифма.

Аналогичным образом выражение для I_2 будет иметь вид:

$$I_2 = -\log_2(M) - \frac{N}{2} \log_2(\pi e G_0) +$$

$$+ \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-|\vec{q}|^2\right) \log_2 \left[\sum_{i=1}^M \exp\left[-2\vec{q}\vec{d}_{mi} - |\vec{d}_{mi}|^2\right] \right] d\vec{q}, \quad (14)$$

где

$$\vec{d}_{mi} = \frac{\vec{x}_m - \vec{x}_i}{\sqrt{G_0}},$$

$$\vec{d}_{mi} = \left(\frac{x_{m1} - x_{i1}}{\sqrt{G_0}}, \dots, \frac{x_{mN} - x_{iN}}{\sqrt{G_0}} \right),$$

$$|\vec{d}_{mi}|^2 = \sum_{k=1}^N \left(\frac{x_{mk} - x_{ik}}{\sqrt{G_0}} \right)^2 = \frac{|\vec{x}_m - \vec{x}_i|^2}{G_0}.$$

Подставив (13), (14) в (3), получим формулу для расчета пропускной способности ДНКС с учетом размерности евклидового пространства N и размерности сигнального созвездия M [8]:

$$C = \log_2(M) - \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-|\vec{q}|^2) \log_2 \left[\sum_{i=1}^M \exp[-2\vec{q}\vec{d}_{mi} - |\vec{d}_{mi}|^2] \right] d\vec{q}. \quad (15)$$

При воздействии шумовой заградительной помехи на ПРС с СИЧ дисперсия σ^2 будет иметь вид: $\sigma^2 = \sigma_n^2 + \sigma_j^2 = \frac{G_0 + G_j}{2}$, где σ_n^2 – дисперсия флуктуационного шума, σ_j^2 – дисперсия преднамеренной помехи, G_j – спектральная плотность мощности преднамеренной помехи.

Дисперсия σ^2 для шумовой помехи в части полосы определяется как: $\sigma^2 = \sigma_n^2 + \sigma_j^2 = \frac{G_0}{2} + \frac{G_j}{2\gamma}$, γ – коэффициент, значение которого лежит в диапазоне $0 \dots 1$, показывающий часть полосы частот (для помехи в части полосы) или часть элемента сигнала (для ответной помехи), где присутствует помеха.

В случае применения постановщиком помех ответной помехи дисперсия σ^2 будет определяться как: $\sigma^2 = \sigma_n^2 + \sigma_j^2 = \frac{G_0 + G_j}{2}$. Для всех рассматриваемых случаев при отсутствии организованных помех дисперсия $\sigma^2 = \sigma_n^2 = \frac{G_0}{2}$ – при воздействии только флуктуационного шума.

Для канала с флуктуационным шумом и шумовой заградительной помехой, шумовой помехой в части полосы и ответной помехой плотности условного распределения вероятностей величины \vec{y} при условии, что передавалась величина \vec{x}_m и воздействовала преднамеренная помеха j , определяются по аналогии с (6), соответственно как:

– при шумовой заградительной помехе

$$w(\vec{y}_j / \vec{x}_m) = \frac{1}{(\sqrt{\pi(G_0 + G_j)})^N} \exp \left[\frac{-|\vec{y}_j - \vec{x}_m|^2}{G_0 + G_j} \right], \quad (16)$$

– при шумовой помехе в части полосы

$$w(\vec{y}_j / \vec{x}_m) = \frac{1}{\left(\sqrt{\pi \left(G_0 + \frac{G_j}{\gamma} \right)} \right)^N} \exp \left[\frac{-|\vec{y}_j - \vec{x}_m|^2}{G_0 + \frac{G_j}{\gamma}} \right], \quad (17)$$

– при ответной помехе

$$w(\vec{y}_j / \vec{x}_m) = \frac{1}{(\sqrt{\pi(G_0 + G_j)})^N} \exp \left[\frac{-|\vec{y}_j - \vec{x}_m|^2}{G_0 + G_j} \right]. \quad (18)$$

Подставив (16) – (18) в формулы для расчета I_1 и I_2 – (12) и (14), а также выполнив по аналогии все показанные выше операции, получим выражения для расчета пропускной способности для случая

обязательного присутствия помехи, соответственно для:

– шумовой заградительной помехи

$$C_a = \log_2(M) - \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-|\vec{q}|^2) \log_2 \left[\sum_{i=1}^M \exp \left[-2\vec{q}\vec{d}_{ami} - |\vec{d}_{ami}|^2 \right] \right] d\vec{q}, \quad (19)$$

где $\vec{d}_{ami} = \frac{\vec{x}_m - \vec{x}_i}{\sqrt{G_0 + G_j}}$,

– шумовой помехи в части полосы

$$C_b = \log_2(M) - \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-|\vec{q}|^2) \log_2 \left[\sum_{i=1}^M \exp \left[-2\vec{q}\vec{d}_{bmi} - |\vec{d}_{bmi}|^2 \right] \right] d\vec{q}, \quad (20)$$

где $\vec{d}_{bmi} = \frac{\vec{x}_m - \vec{x}_i}{\sqrt{G_0 + \frac{G_j}{\gamma}}}$.

- ответной помехи

$$C_c = \log_2(M) - \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-|\vec{q}|^2) \log_2 \left[\sum_{i=1}^M \exp \left[-2\vec{q}\vec{d}_{cmi} - |\vec{d}_{cmi}|^2 \right] \right] d\vec{q}, \quad (21)$$

где $\vec{d}_{cmi} = \frac{\vec{x}_m - \vec{x}_i}{\sqrt{G_0 + G_j}}$.

Состояние шумовой помехи в части полосы – это случайная величина z , определяемая как $P(z=1) = \gamma$, если помеха присутствует, и $P(z=0) = 1 - \gamma$, если помеха отсутствует. Аналогично для ответной помехи, ее состояние также является случайной величиной l , такой что $P(l=1) = \gamma$, если помеха присутствует, и $P(l=0) = 1 - \gamma$, если помеха отсутствует.

С учетом этого выражения для расчета пропускной способности ДНКС при воздействии организованных помех примут вид:

– при шумовой заградительной помехе (случай $\gamma = 1$)

$$C_1 = C_a, \quad (22)$$

– при шумовой помехе в части полосы

$$C_2 = \gamma C + (1 - \gamma) C_b, \quad (23)$$

– при ответной помехе

$$C_3 = \gamma C + (1 - \gamma) C_c. \quad (24)$$

Подставив в (22) – (24) выражения (15), (19) – (21) соответственно, получим формулы для расчета пропускной способности ДНКС при воздействии организованных помех:

– при шумовой заградительной помехе

$$C_1 = \log_2(M) - \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-|\vec{q}|^2) \log_2 \left[\sum_{i=1}^M \exp \left[-2\vec{q}\vec{d}_{ami} - |\vec{d}_{ami}|^2 \right] \right] d\vec{q}, \quad (25)$$

где $\vec{d}_{ami} = \frac{\vec{x}_m - \vec{x}_i}{\sqrt{G_0 + G_j}} = \sum_{k=1}^N \frac{x_{mk} - x_{ik}}{\sqrt{G_0 + G_j}}$,

- при шумовой помехе в части полосы

$$C_2 = \gamma \left[\log_2(M) - \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-|\vec{q}|^2) \log_2 \left[\sum_{i=1}^M \exp[-2\vec{q}\vec{d}_{mi} - |\vec{d}_{mi}|^2] \right] d\vec{q} \right] +$$

$$+ (1-\gamma) \left[\log_2(M) - \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-|\vec{q}|^2) \log_2 \left[\sum_{i=1}^M \exp[-2\vec{q}\vec{d}_{b\,mi} - |\vec{d}_{b\,mi}|^2] \right] d\vec{q} \right], \quad (26)$$

где $\vec{d}_{mi} = \frac{\vec{x}_m - \vec{x}_i}{\sqrt{G_0}} = \sum_{n=1}^N \frac{x_{mn} - x_{in}}{\sqrt{G_0}}$, $\vec{d}_{b\,mi} = \frac{\vec{x}_m - \vec{x}_i}{\sqrt{G_0 + \frac{G_j}{\gamma}}} = \sum_{k=1}^N \frac{x_{mk} - x_{ik}}{\sqrt{G_0 + \frac{G_j}{\gamma}}}$,

– при ответной помехе

$$C_3 = \gamma \left[\log_2(M) - \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-|\vec{q}|^2) \log_2 \left[\sum_{i=1}^M \exp[-2\vec{q}\vec{d}_{mi} - |\vec{d}_{mi}|^2] \right] d\vec{q} \right] +$$

$$+ (1-\gamma) \left[\log_2(M) - \frac{1}{M(\sqrt{\pi})^N} \sum_{m=1}^M \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-|\vec{q}|^2) \log_2 \left[\sum_{i=1}^M \exp[-2\vec{q}\vec{d}_{c\,mi} - |\vec{d}_{c\,mi}|^2] \right] d\vec{q} \right]. \quad (27)$$

где $\vec{d}_{mi} = \frac{\vec{x}_m - \vec{x}_i}{\sqrt{G_0}} = \sum_{k=1}^N \frac{x_{mk} - x_{ik}}{\sqrt{G_0}}$, $\vec{d}_{c\,mi} = \frac{\vec{x}_m - \vec{x}_i}{\sqrt{G_0 + G_j}} = \sum_{k=1}^N \frac{x_{mk} - x_{ik}}{\sqrt{G_0 + G_j}}$.

Подставив $x_{m1}, x_{m2}, x_{i1}, x_{i2}$ соответственно в выражения $\vec{d}_{a\,mi}$ из (25), $\vec{d}_{b\,mi}$ из (26), $\vec{d}_{c\,mi}$ из (27) и \vec{d}_{mi} из (26), (27), получим следующее:

$$\vec{d}_{a\,mi} = \sqrt{\frac{E_s}{G_0 + G_j}} \left[\cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) + \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \sin\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \right], \quad (28)$$

$$\vec{d}_{b\,mi} = \sqrt{\frac{E_s}{G_0 + \frac{G_j}{\gamma}}} \left[\cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) + \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \sin\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \right], \quad (29)$$

$$\vec{d}_{c\,mi} = \sqrt{\frac{E_s}{G_0 + G_j}} \left[\cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) + \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \sin\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \right], \quad (30)$$

$$\vec{d}_{mi} = \sqrt{\frac{E_s}{G_0}} \left[\cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) + \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \sin\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \right]. \quad (31)$$

В выражениях (28) – (31) $E_s = E_b R \log_2 M$, где R – скорость кодирования, E_b – энергия бита.

Одной из важных характеристик ПРС с расширением спектра методом СИЧ с точки зрения помехоустойчивости является коэффициент расширения спектра K_s . Этот коэффициент характеризует меру увеличения отношения сигнал-помеха в результате свертывания (сжатия) расширенной полосы частот радиосигнала и приведения ее к полосе частот информационного сигнала. Коэффициент расширения спектра K_s для метода СИЧ определяется выражением [10]:

$$K_s = \frac{M_f}{T_h F_s} = \frac{\Delta F_s}{F_s},$$

где ΔF_s – полоса частот, занимаемая сигналом, F_s – ширина полосы одного частотного канала, M_f – количество используемых частотных каналов ПРС, T_h – длительность частотного элемента, $T_h = gT_s$, где g – количество информационных символов, которые передаются на одной частоте в течении одного скачка частоты, T_s – длительность символа.

Для данного скачка частоты ширина полосы F_s , необходимая для передачи, будет такой же, как и в обычной схеме ФМ-М, что, как правило, намного меньше ΔF_s . Однако при усреднении по множеству скачков спектр ФМ-М с СИЧ будет занимать всю полосу расширенного спектра. Этот метод позволяет для перестройки частоты использовать полосы шириной порядка нескольких гигагерц, что намного превышает аналогичные показатели систем с прямым расширением спектра [10].

Преобразуем выражение $\sqrt{\frac{E_s}{G_0 + G_j}}$ из (28) следующим образом:

$$\sqrt{\frac{E_s}{G_0 + G_j}} = \sqrt{\left[\left(\frac{E_b R \log_2 M}{G_0} \right)^{-1} + \left(\frac{P_b T_b R \log_2 M}{P_j / \Delta F_s} \right)^{-1} \right]^{-1}},$$

где P_b – мощность сигнала, P_j – мощность помехи, T_b – время передачи бита.

Т. к. при посимвольной СИЧ (за один скачок частоты передается один символ) $T_h = T_s$, $T_s F_s = T_b F_s \log_2 M = 1$ [10], то $T_b = \frac{1}{F_s \log_2 M}$ и

$$\sqrt{\frac{E_s}{G_0 + G_j}} = \sqrt{\left[\left(h_0^2 R \log_2 M \right)^{-1} + \left(q_{\text{ПС}} R \right)^{-1} \right]^{-1}}, \quad (32)$$

где $q_{\text{ПС}} = \frac{K_{\text{сПС}} \cdot P_b}{P_j}$, $h_0^2 = \frac{E_b}{G_0}$, $K_{\text{сПС}} = \frac{\Delta F_s}{F_s} = M_f$.

Подставив (32) в (28), получим выражение для расчета параметра $\vec{d}_{a \text{ mi}}$ с учетом коэффициента расширения спектра сигнала при воздействии на ПРС с посимвольной СИЧ шумовой заградительной помехи:

$$\vec{d}_{a \text{ miПС}} = \sqrt{\left[\left(h_0^2 R \log_2 M \right)^{-1} + \left(q_{\text{ПС}} R \right)^{-1} \right]^{-1}} \left[\cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) + \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \sin\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \right], \quad (33)$$

Аналогично выражение для расчета параметра $\vec{d}_{b \text{ mi}}$ с учетом коэффициента расширения спектра сигнала при воздействии на ПРС с посимвольной СИЧ шумовой помехи в части полосы будет иметь вид:

$$\vec{d}_{b \text{ miПС}} = \sqrt{\left[\left(h_0^2 R \log_2 M \right)^{-1} + \left(\gamma q_{\text{ПС}} R \right)^{-1} \right]^{-1}} \left[\cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) + \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \sin\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \right]. \quad (34)$$

При ответной помехе K_s не учитывается [10].

При межсимвольной СИЧ (за один скачок частоты передается n символов) $K_{\text{сМС}} = \frac{M_f}{T_h F_s} = \frac{M_f}{g T_s F_s} = \frac{M_f}{g} = \frac{K_{\text{сПС}}}{g}$.

Т. о., выражение для расчета параметра $\vec{d}_{a \text{ mi}}$ (28) с учетом коэффициента расширения спектра сигнала при воздействии на ПРС с межсимвольной СИЧ шумовой заградительной помехи будет иметь вид:

$$\vec{d}_{a \text{ miМС}} = \sqrt{\left[\left(h_0^2 R \log_2 M \right)^{-1} + \left(q_{\text{МС}} R \right)^{-1} \right]^{-1}} \left[\cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) + \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \sin\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \right], \quad (35)$$

где $q_{MC} = \frac{K_{s_{MC}} \cdot P_b}{P_j} = \frac{K_{s_{PC}} \cdot P_b}{gP_j} = \frac{M_f \cdot P_b}{gP_j}$.

Аналогичным образом выражение для расчета параметра $\overline{d}_{b_{mi}}$ (29) с учетом коэффициента расширения спектра сигнала при воздействии на ПРС с межсимвольной СИЧ шумовой помехи в части полосы будет иметь вид:

$$\overline{d}_{b_{miMC}} = \sqrt{\left((h_0^2 R \log_2 M)^{-1} + (\gamma q_{MC} R)^{-1} \right)^{-1} \left[\cos\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \cos\left(\frac{2\pi i}{M}\right) + \sin\left(\frac{2\pi m}{M}\right) - \sin\left(\frac{2\pi i}{M}\right) \right]}. \quad (36)$$

Аналогичным образом рассчитывается пропускная способность ДНКС при КАМ-М модуляции и организованных помехах.

III Анализ полученных выражений

На рис. 8 показан график зависимости пропускной способности от отношения сигнал-шум, построенный по формуле (15) для различных видов модуляций сигнала. На графике также показан теоретический предел Шеннона для данного типа канала. Точки на графике для каждой кривой показывают требуемое значение h_0^2 для обеспечения вероятности битовой ошибки $P_B = 10^{-5}$. При воздействии на ПРС с посимвольной СИЧ заградительной помехи ($\gamma = 1$) график пропускной способности дискретно-непрерывного канала будет иметь вид рис. 9.

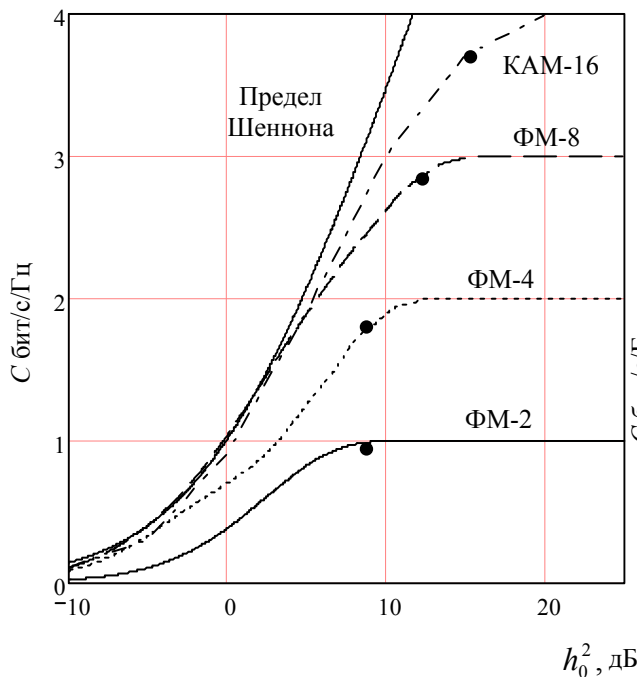


Рисунок 8 – Зависимость пропускной способности C от отношения h_0^2 при воздействии на ПРС с посимвольным СИЧ только флуктуационного шума

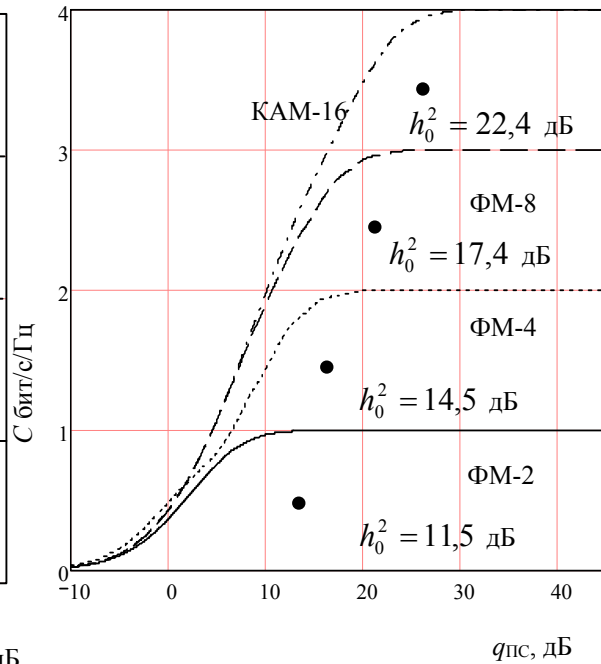


Рисунок 9 – Зависимость пропускной способности C от параметра q_{PC} при воздействии на ПРС с посимвольным СИЧ шумовой заградительной помехи

На этом графике показана зависимость пропускной способности от параметра q_{PC} при фиксированном отношении сигнал-шум h_0^2 для различных видов модуляций сигнала. Точки на графике для каждой кривой показывают требуемое значение q_{PC} для обеспечения вероятности битовой ошибки $P_B = 10^{-4}$ при фиксированном отношении h_0^2 . В качестве фиксированного отношения h_0^2 бралось значение, при котором

пропускная способность C достигает своего максимального значения для соответствующих видов модуляций сигнала без воздействия преднамеренных помех. Например, для модуляции ФМ-2 $C = 1$ при $h_0^2 = 11,5$ дБ. Анализ этой графической зависимости показывает, что при воздействии заградительной помехи на ПРС с посимвольной СИЧ пропускная способность канала уменьшается для всех модуляций сигнала.

На рис. 10 показана зависимость пропускной способности от параметра $q_{\text{ПС}}$ при фиксированном отношении сигнал-шум h_0^2 для модуляции сигнала ФМ-2 при воздействии на ПРС с посимвольным СИЧ шумовой помехи в части полосы при различных значениях коэффициента перекрытия полосы частот γ . Графическая зависимость показывает, что с уменьшением значений коэффициента перекрытия γ пропускная способность дискретно-непрерывного канала связи C увеличивается и при определенном значении коэффициента расширения спектра K_s и отношении сигнал-помеха $\frac{P_b}{P_j}$ больше не влияет на снижение пропускной способности канала связи. Аналогичные графические зависимости можно получить и для других рассматриваемых видов модуляций с использованием полученных выражений.

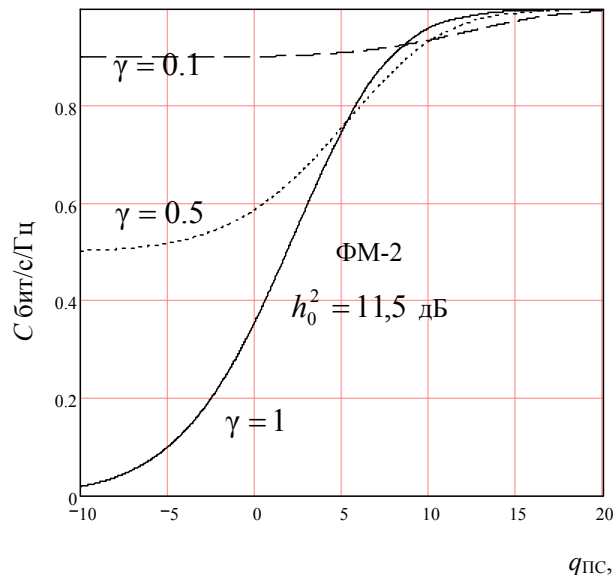


Рисунок 10 – Зависимость пропускной способности C от параметра $q_{\text{ПС}}$ при воздействии на ПРС с посимвольным СИЧ и модуляцией ФМ-2 шумовой помехи в части полосы

В случае воздействия ответной помехи на ПРС с посимвольным СИЧ пропускная способность не будет зависеть от коэффициента расширения спектра сигнала K_s , а будет определяться только отношением сигнал-помеха h_j^2 при фиксированном значении сигнал-шум h_0^2 .

На рис. 11 показана зависимость пропускной способности от отношения сигнал-помеха h_j^2 при фиксированном отношении сигнал-шум h_0^2 для модуляции сигнала ФМ-2 при воздействии на ПРС с посимвольным СИЧ ответной помехи при различных значениях коэффициента перекрытия сигнала γ . Аналогично случаю шумовой помехи в части полосы зависимость показывает, что с уменьшением значений коэффициента перекрытия сигнала γ пропускная способность канала связи C увеличивается.

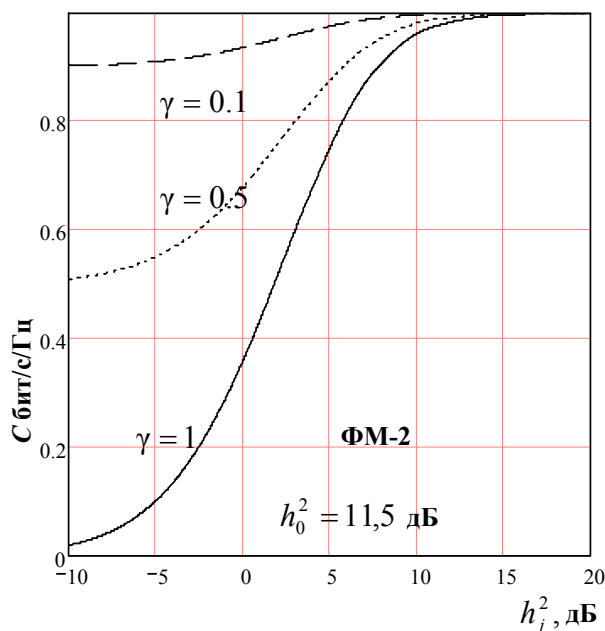


Рисунок 11 – Зависимость пропускной способности C от отношения h_j^2 при воздействии на ПРС с посимвольным СИЧ и модуляцией ФМ-2 ответной помехи

В табл. 1 показано значения пропускной способности ДНКС при воздействии на ПРС с посимвольной СИЧ заградительной помехи ($\gamma = 1$) для различных видов модуляций сигнала. В табл. 2, 3 также показано значения пропускной способности канала при воздействии этой же заградительной помехи, только на ПРС с межсимвольной СИЧ ($g = 10, 100$). Как показывает анализ, пропускная способность дискретно-непрерывного канала значительно уменьшается с увеличением количества символов, переданных за один скачок частоты. Это объясняется тем, что ПРС с медленной СИЧ больше подвержена воздействию организованных помех.

Таблица 1 – Значения пропускной способности ДНКС при воздействии на ПРС с посимвольной СИЧ заградительной помехи ($\gamma = 1$) для различных видов модуляций сигнала

Модуляция	h_0^2	$g = 1$		
		$q_{\text{ПС}} = 14,6 \text{ дБ}$	$q_{\text{ПС}} = 5 \text{ дБ}$	$q_{\text{ПС}} = 0 \text{ дБ}$
ФМ-2	11,5 дБ	$C = 0,995$	$C = 0,745$	$C = 0,353$
ФМ-4	14,5 дБ	$q_{\text{ПС}} = 17,6 \text{ дБ}$	$q_{\text{ПС}} = 5 \text{ дБ}$	$q_{\text{ПС}} = 0 \text{ дБ}$
		$C = 1,959$	$C = 0,831$	$C = 0,471$
ФМ-8	17,4 дБ	$q = 22,6 \text{ дБ}$	$q_{\text{ПС}} = 5 \text{ дБ}$	$q_{\text{ПС}} = 0 \text{ дБ}$
		$C = 2,97$	$C = 1,05$	$C = 0,416$
КАМ-16	22,4 дБ	$q = 27,6 \text{ дБ}$	$q_{\text{ПС}} = 5 \text{ дБ}$	$q_{\text{ПС}} = 0 \text{ дБ}$
		$C = 3,967$	$C = 1,054$	$C = 0,418$

Таблица 2 – Значения пропускной способности ДНКС при воздействии на ПРС с межсимвольной СИЧ (количество переданных символов за скачок частоты $g = 10$) заградительной помехи ($\gamma = 1$) для различных видов модуляций сигнала

Модуляция	h_0^2	$g = 10$		
		$q_{MC} = 14,6$ дБ	$q_{MC} = 5$ дБ	$q_{MC} = 5$ дБ
ФМ-2	11,5 дБ	$C = 0,716$	$C = 0,098$	$C = 0,018$
ФМ-4	14,5 дБ	$q_{MC} = 17,6$ дБ	$q_{MC} = 5$ дБ	$q_{MC} = 5$ дБ
		$C = 1,121$	$C = 0,148$	$C = 0,027$
ФМ-8	17,4 дБ	$q_{MC} = 22,6$ дБ	$q_{MC} = 5$ дБ	$q_{MC} = 5$ дБ
		$C = 2,252$	$C = 0,109$	$C = 0,019$
КАМ-16	22,4 дБ	$q_{MC} = 27,6$ дБ	$q_{MC} = 5$ дБ	$q_{MC} = 5$ дБ
		$C = 3,139$	$C = 0,11$	$C = 0,019$

Таблица 3 – Значения пропускной способности ДНКС при воздействии на ПРС с межсимвольной СИЧ (количество переданных символов за скачок частоты $g = 100$) заградительной помехи ($\gamma = 1$) для различных видов модуляций сигнала

Модуляция	h_0^2	$g = 100$	
		$q_{MC} = 14,6$ дБ	$q_{MC} = 5$ дБ
ФМ-2	11,5 дБ	$C = 0,087$	$C = 2,373 \cdot 10^{-3}$
ФМ-4	14,5 дБ	$q_{MC} = 17,6$ дБ	$q_{MC} = 5$ дБ
		$C = 0,294$	$C = 3,579 \cdot 10^{-3}$
ФМ-8	17,4 дБ	$q_{MC} = 22,6$ дБ	$q_{MC} = 5$ дБ
		$C = 0,702$	$C = 2,4 \cdot 10^{-3}$
КАМ-16	22,4 дБ	$q_{MC} = 27,6$ дБ	$q_{MC} = 5$ дБ
		$C = 1,506$	$C = 2,38 \cdot 10^{-3}$

Выводы

1. В работе получены новые аналитические и графические зависимости, позволяющие произвести расчет пропускной способности дискретно-непрерывного канала связи при воздействии на программируемую радиостанцию с посимвольным и межсимвольным скачкообразным изменением частоты организованных помех.
2. Проведенный анализ показывает, что при определенных условиях постановки помех пропускная способность радиостанции может быть значительно снижена.
3. В качестве мер по повышению пропускной способности канала предлагается использовать посимвольное или межсимвольное с малым количеством символов, переданных за скачок, скачкообразное изменение частоты, а также применение корректирующих кодов.
4. Полученные результаты могут быть использованы для выбора структуры модемов при адаптивном управлении работой радиостанции в случае изменения состояния среды распространения сигнала.

Литература: 1. Maier K. Mapping waveforms to systems: What would a wideband networking waveform system require? // *Military EMBEDDED SYSTEMS*. – October, 2005. P. 38-41. 2. Горлинский Б. В., Ливенцев С. П., Зайцев С. В. Обоснование направлений модернизации ведомственной системы радиосвязи с подвижными объектами за счёт применения современных технологий // *Правове, нормативне та метрологічне забезпечення систем захисту інформації в Україні*. № 2(13). Київ – 2006, стр 27-32. 3. *Specialized Hardware Supplement to the Software Communication Architecture Specification // JTRS-5000 SP, V3.0*. – August 27, 2004. P.4-1 – 4-7. (<http://jtrs.spawar.navy.mil/>) 4. С. Зайцев, С. Ливенцев, Б. Горлинський, А. Артюх. “Имитационная модель системы радиосвязи с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты, помехоустойчивым турбокодированием и функционирующая в условиях радиоэлектронного противодействия” // *Комп’ютерна програма. Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір № 17007*. Державний департамент інтелектуальної власності. К. – 20.06.2006. 5. Васильев В. И., Хоанг Тху Ха Турбокод – основные характеристики, особенности применения и моделирования // *Вестник Воронежского государственного университета*. – 2004, № 2. С. 8-15. 6. Guillen A., Grant A. Capacity Approaching Codes for Non-Coherent Orthogonal Modulation // *Institute for Telecommunications Research, University of South Australia*. September 12, 2006. P. 1-28. 7. Varnica N., Xiao Ma, Kavcic A. Capacity of power constrained memoryless AWGN channels with fixed input constellations // *Global Telecommunications Conference, 2002. _GLOBECOM '02. IEEE. Nov. 2002. Volume 2. P. 1339-1343*. 8. McIlree P. Channel Capacity Calculations for M-ary N-dimensional Signal Sets // *Thesis for the degree of Master of Engineering in Electronic Engineering. The University of South Australia. February, 1995. P. 7-24*. 9. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение // *Москва-Санкт-Петербург-Київ*. 2003. С. 138-145. 10. Борисов В.И., Зинчук В.М. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты. Издательство “Радио и связь”, 2000. С. 64-111.

УДК 621.372

АНАЛИЗ ЗАЩИТЫ КОМПЬЮТЕРА ОТ УТЕЧКИ ПО ЦЕПЯМ ПИТАНИЯ И ЗАЗЕМЛЕНИЯ

Василий Стеченко, Виктор Найдено, Михаил Прокофьев, Андрей Курашкевич*

*НИЦ “ТЕЗИС” НТУУ “КПИ”, *Государственная служба специальной связи и защиты информации*

Аннотация: Показано, что в зданиях с двухпроводной сетью электропитания заземление компьютера отдельно проложенным проводом создает незащищенный канал распространения и переизлучения электромагнитного поля, наведенного узлами компьютера на кабель электропитания. Рассмотрены возможные каналы утечки сигналов по трехжильному сетевому кабелю. Подключение компьютера к сети отдельным трехжильным кабелем и соединение защитного провода с нулевым проводом электросети позволяет зашумлять этот канал утечки помехой от других работающих в здании компьютеров.

Summary: It is shown, that in buildings with two wire power supply net, ground connection of computer by separately wired producing unprotected channel of propagation and reradiation electromagnetic field, interference by computer units to power supply cable. By connecting computer to power supply net by three-core cable and connecting protective conductor with neutral main, allows noising this leakage path by interference with computers in this building.

Ключевые слова: Сеть электропитания, заземление, каналы утечки сигналов.

I Введение

Обрабатываемая информация в компьютере циркулирует в виде импульсных электрических сигналов. Эти сигналы, как правило ослабленные, присутствуют на выходе блока питания и далее по проводам электросети могут распространяться на значительные расстояния. Будем называть такие сигналы опасными. Для подавления опасных сигналов в цепи электропитания применяют сетевые фильтры, трансформаторы с разделенными обмотками и заземляют корпус компьютера. Эффективность устройств и способов подавления зависит от диапазона частот, в котором существуют опасные сигналы, что часто не учитывается на практике. В статье рассматриваются возможные каналы утечки опасных сигналов по цепям питания и заземления, а также исследуется эффективность их подавления средствами защиты информации.