

## СПОСОБЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ В РАДИОКАНАЛАХ

**В.И. Филатов**

vfil10@mail.ru

SPIN-код: 9514-7430

**А.О. Борукаева**

alexbmstu.b@yandex.ru

SPIN-код: 6363-3089

**П.Г. Бердигов**

palber96@gmail.com

SPIN-код: 1680-2245

МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Российская Федерация

---

### Аннотация

*Проанализированы подходы к повышению спектральной эффективности при передаче информации. Представлены способы повышения помехозащищенности радиоканалов. В ходе анализа были выявлены параметры сигнала, необходимые для получения противником разведывательных данных. Предложен способ формирования сигнально-кодовой конструкции каналов радиосвязи с высокими характеристиками, а также выполнена математическая постановка задачи поиска типа сигнально-кодовой конструкции, оптимальной по критерию повышения скорости передачи информации. Показано, что применение ортогональных нелинейных кодовых последовательностей с использованием многомерной модуляции сигналов позволяет не только повысить оперативность доведения информации, но и сохраняет заданные требования к качеству радиоканала.*

### Ключевые слова

*Передача информации, радиосвязь, кодовое разделение каналов, модуляция, пропускная способность, скрытность, помехоустойчивость, отношение сигнал/шум*

Поступила в редакцию 03.03.2019

© МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2019

---

**Введение.** Современные радиосистемы передачи, используемые в сети связи, как правило, являются многоканальными, т. е. позволяют передавать по одной линии, включающей передатчики, приемники, антенны и фидеры, сообщения от многих независимых источников. Дискретные ортогональные и квазиортогональные последовательности интересны с точки зрения существенного улучшения основных характеристик информационных систем и систем передачи информации, поскольку как система ортогональных функций являются оптимальными для использования в модуляции.

Серьезным недостатком любых широкополосных систем связи является высокий уровень внутренних помех, которые отражают свое негативное влияние в резком проявлении порогового эффекта, показанного Н.Г. Дядюновым и А.И. Сениным в книге «Ортогональные и квазиортогональные сигналы».

Основным показателем качества системы передачи информации является пропускная способность каналов связи при условии заданной помехозащищенности и скрытности выбранной сигнально-кодовой конструкции.

Полосы частот для различных технических приложений определены регламентом радиосвязи. Поэтому задача эффективного использования частотного ресурса наиболее актуальна в тот момент, когда радиодиапазон заполнен, а выделенного частотного ресурса недостаточно для удовлетворения возросших требований к скорости передачи информации.

Целью данной работы является формирование принципа построения сигнально-кодовой конструкции каналов радиосвязи с высокими спектрально-энергетическими характеристиками.

**Методы обеспечения высоких скоростей передачи информации.** Для решения задачи по обеспечению высоких скоростей передачи информации существует два подхода в борьбе за повышение спектральной эффективности. Первый подход характеризует собой моноканальность используемой полосы для перераспределения суммарного информационного потока между запросами абонентов сети. Сравнительная оценка способов разделения каналов представлена в табл. 1.

Таблица 1

Способы разделения каналов

Уплотнение каналов	Эффективность использования спектра	Помехоустойчивость	Скрытность
Временное	±	–	–
Частотное	+	–	–
Кодовое	+	+	+

Из данной таблицы следует, что по всем параметрам эффективности кодовое разделение каналов наиболее предпочтительно в военных системах радиосвязи и управления. Данный факт обусловлен необходимостью соблюдения требований по обеспечению заданных показателей устойчивости и скрытности. Второй подход состоит с использованием спектрально-эффективных видов модуляции. Для увеличения скорости передачи информации требуются дополнительные энергетические затраты. Наиболее известны и распространены в современных системах связи следующие спектрально-эффективные виды модуляции: M-PSK, M-FSK и M-QAM.

Полосы частот для различных технических приложений определены Регламентом радиосвязи. В условиях значительной загрузки частотного ресурса существует проблема его эффективного использования при организации радиосвязи. Предельное значение пропускной способности в ограниченной полосе частот определено теоремой Шеннона:

$$C = W \log \left( 1 + \frac{P_c}{P_{ш}} \right), \quad (1)$$

где  $W$  — выделенная полоса частот;  $P_c/P_{ш}$  — отношение мощности сигнала к мощности белого гауссового шума;  $C$  — скорость передачи двоичных данных.

Данное выражение не определяет, каким образом должны быть закодированы передаваемые данные, чтобы достичь указанного значения пропускной способности. Поэтому имеется неограниченное поле деятельности для исследователей по формированию такой сигнально-кодовой конструкции, чтобы в наибольшей степени приблизиться к граничному значению пропускной способности, определенной выражением (1).

На первый взгляд представляется, что, используя ортогональные сигналы в заданной полосе частот, можно осуществить неограниченное количество каналов связи. Формально это выглядит подобным образом, однако с ростом числа каналов скорость передачи информации в каждом из них будет неограниченно уменьшаться, иначе можно войти в противоречие с выражением (1).

В настоящее время применяются следующие способы ортогонального разделения каналов связи: временной, частотный и кодовый. Первые два способа широко распространены в современных коммерческих системах связи. Последний из указанных способов может применяться как в коммерческих системах радиосвязи, так и в военных, что принципиально важно для последних систем радиосвязи [1].

Обобщенный функционал, характеризующий эффективность канала радиосвязи, может быть представлен в следующем виде:

$$Q = F(W, H, R, \Theta, \Pi) \rightarrow \max, \quad (2)$$

где  $W$  — выделенная полоса частот;  $H$  — структурная скрытность сигнала;  $R$  — скорость передачи двоичной информации;  $\Theta$  — энергозатраты (отношение сигнал/шум (с/ш));  $\Pi$  — показатель помехозащищенности.

Принимая во внимание требования, предъявляемые к средствам радиосвязи, выражение (2) для скорости передачи информации можно представить в виде

$$R = F(2\Delta f, P_{\text{ош}}, T_{\text{дов}}, \Pi, H, \mathbf{M}, P_{\text{прд}}) \rightarrow \max, \quad (3)$$

где  $2\Delta f, P_{\text{ош}}, T_{\text{дов}}$ , — заданные значения, которые зависят от конкретной ситуации;  $2\Delta f = \text{const}$  — полоса частот;  $P_{\text{ош}} = \text{const}$  — вероятность ошибки на бит информации;  $T_{\text{дов}} = \text{const}$  — время доведения информации;  $\Pi \geq \Pi_{\text{зад}}$  — показатель помехозащищенности;  $H \rightarrow \max$  — показатель скрытности;  $\mathbf{M} \in (PSK, FSK, QAM, \text{КАИМ})$  — множество типов модуляции сигнала;  $P_{\text{прд}}$  — мощность передатчика.

Выражение (3) является многопараметрическим, переменные связаны между собой сложными нелинейными зависимостями. Поэтому (3) не решается аналитически [2–4].

Решая многокритериальную задачу (3) методом декомпозиции относительно максимизации скорости передачи информации  $R$ , скрытности  $H$  и помехозащищенности  $\Pi$ , минимизации энергетических затрат  $P_{\text{прд}}$  при заданных ограничениях на отдельные параметры, необходимо определить или выбрать типы использу-

емых кодов для ортогонального разделения каналов многоканального передающего устройства, выбрать и обосновать численные значения длительности кодовых последовательностей, которые, задают максимальное число информационных каналов передающего устройства и определяют помехозащищенность канала связи, а также оказывают влияние на оценку скрытности структуры используемых сигналов, выбрать вид модуляции сигнала, характеризующийся наилучшими спектрально-энергетическими характеристиками. Существенное влияние на значения параметров, характеризующих канал связи, оказывает искусство эвристического синтеза сигнально-кодовой конструкции передающего устройства.

Обоснование и характеристика сигнально-кодовой конструкции, структурных схем передающего и приемного устройства, М-ичных модулятора передающего устройства и демодулятора приемного устройства будут даны в следующих разделах работы [5, 6].

Разработка способа построения сигнально-кодовой конструкции канала радиосвязи и боевого управления с повышенными спектрально-энергетическими характеристиками

Если через радиоканал передается последовательность дискретных символов длительностью  $T$  со скоростью  $V = \lim_{T \rightarrow \infty} I/T$ , где  $I$  — количество информации, содержащееся в последовательности символов, то предельное значение скорости передачи информации является пропускная способность радиоканала

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{I_{\max}}{T},$$

Таким образом, что пропускная способность полностью определяется:

- основанием кода  $m$ ;
- скоростью передачи элементарного символа  $T^{-1}$ ;
- вероятностью приема элементарного символа.

Современные радиосистемы передачи, используемые в сети связи, как правило, являются многоканальными, т. е. позволяют передавать по одной линии, включающей передатчики, приемники, антенны и фидеры, сообщения от многих независимых источников [7].

Прием информации в радиоканале с  $N$ -канальным уплотнением осуществляется корреляционным приемником на фоне флуктуационных шумов со спектральной плотностью мощности  $N_0$ . При этом внешние помехи ослабляются приемником приблизительно в  $B$  раз. С учетом заданных требований к радиоканалу по качеству приема информации необходимо адаптивно управлять параметрами передатчика. Как известно [1], в каждом  $k$ -м канале при наличии помех  $P_{\text{ш}}$ , отношение сигнал/шум принимает вид

$$h = \frac{P_{ck}}{P_{\text{ш}} + \delta P_{\text{ш}}/B},$$

где  $P_{ck}$  — мощность сигнала  $ck$ ;  $P_{\text{ш}} = N_0 \Delta f$ .

Согласно выражению для помехоустойчивости,

$$\Pi(\varepsilon) = \frac{B}{\delta h} \left( 1 - \frac{1}{\varepsilon} \right),$$

где  $\varepsilon = \frac{P_{ck}}{P_{ш}h}$  — помехоустойчивость монотонно возрастает и ограничена функцией энергетических затрат. Графически покажем зависимость на рис. 1.

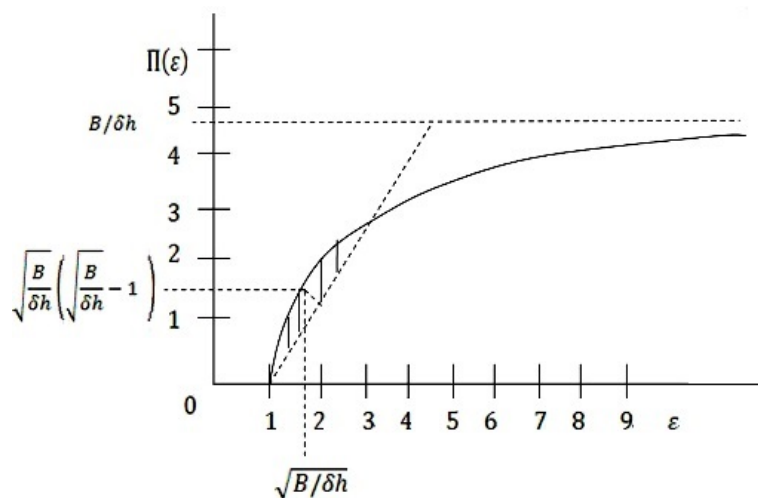


Рис. 1. Зависимость помехоустойчивости от затрачиваемой энергии в одном канале

Использование шумоподобных сигналов (далее ШПС) позволяет принципиально по-новому решать вопрос помехоустойчивости. При использовании ШПС [8]:

$$P_{ош} = -0,5 \exp(-E_s/2) N_n = 0,5 \exp\left(-\frac{P_s B}{\sigma_n^2}\right),$$

где  $E_s$  — энергия сигнала;  $N_n$  — количество чипов в ШПС;  $P_s$  — мощность сигнала;  $B$  — его база;  $\sigma_n^2$  — средняя плотность мощности помехи.

Указанная на графике заштрихованная область — область полезности, в которой обеспечивается максимальная помехоустойчивость при минимальных энергетических затратах. При использовании м-последовательностей, которые не являются ортогональными, показатель помехоустойчивости в радиоканале с кодовым уплотнением определяется по формуле

$$\Pi_k = \frac{P_{по}}{P_{ск}} = \frac{\delta}{\delta_2} \left( \sqrt{\frac{B}{\delta h}} \left( \sqrt{\frac{B}{\delta h}} - 1 \right) - \frac{\delta_2}{\delta} (N-1) \right)$$

где  $\delta_1, \delta_2, \delta$  — среднее значение квадрата корреляции сигналов и помех.

Таким образом, максимальная помехоустойчивость такого радиоканала имеет линейную зависимость от пропускной способности [9]:

$$N_{\max} = \Pi_0 + 1$$

Следовательно, помехоустойчивость в радиоканалах с кодовым уплотнением и не использующих ортогональных сигнально-кодовых конструкций (СКК), будет зависеть не только от энергии, затрачиваемой на передачу в каждый канал, а также будет обуславливаться исключительно свойствами самой используемой СКК. Таким образом, для повышения помехозащищенности радиоканалов необходимо использовать ортогональные последовательности, в частности нелинейные кодовые последовательности [10]. Отметим, что по свойствам ортогональности, последовательности Уолша могут также использоваться для решения данной задачи, при этом их недостаток заключается в крайне небольшом количестве последовательностей, что недопустимо при использовании в военных радиоканалах.

На основании указанного выше следует, что при разработке перспективных радиоканалов повышенной оперативности, необходимо использовать нелинейную производную кодовой последовательности (далее НПКП), что обеспечит независимость помехоустойчивости от пропускной способности. Данная зависимость будет наблюдаться при этом исключительно от энергетических затрат  $\epsilon$

$$\Pi_k = \frac{P_{\text{по}}}{P_{\text{ск}}} = \sqrt{\frac{B}{\delta h}} \left( \sqrt{\frac{B}{\delta h}} - 1 \right) - 1.$$

Таким образом, как показано на рисунке, при увеличении помеховой обстановки в радиоканале, помехоустойчивость будет зависеть исключительно от отношения сигнал/шум при  $B = \text{const}$ , без потери в скорости передачи информации.

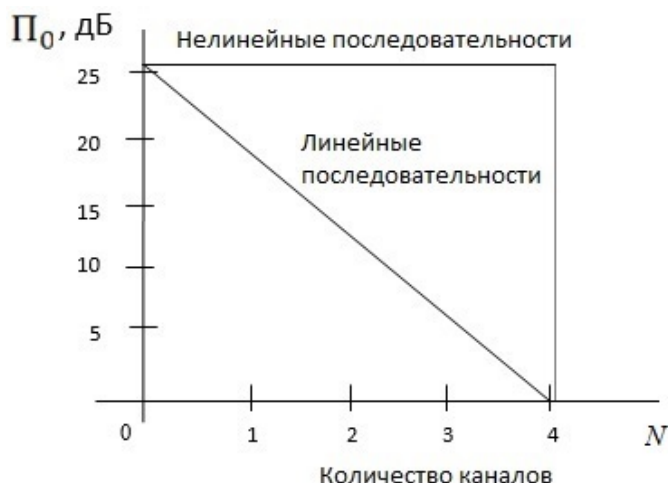


Рис. 2. Сравнение помехоустойчивости радиоканалов при уплотнении ортогональными и неортогональными СКК для  $q = 7$  дБ,  $B = 2047$

Изменение частоты при определенных условиях является эффективным путем повышения помехозащищенности радиоэлектронных средств (РЭС) и одновременно позволяет существенно улучшить некоторые из их основных показателей [11].

Для перераспределения мощности передаваемых сигналов в радиоканале с целью более успешного энергетического противостояния на основании анализа помеховой обстановки имеет смысл снижать скорость передачи в полосе для выдерживания требований к качеству передачи информации.

Наличие определенного запаса по помехоустойчивости необходимо учесть в силу того факта, что фактически при любом распределении радиочастот один и те же полосы выделяются нескольким каналам. При этом учитывается взаимное расположение приемников и передатчиков: необходимо, чтобы на входе каждого приемника расчетные напряженности поля помех были существенно меньше напряженности поля полезного сигнала. Как правило, элементарный сигнал, передаваемый за один такт работы передающей аппаратуры, имеет 2, 3 или 4 состояния, которые передаются в линии связи импульсами или потенциалами прямоугольной формы [6]. Однако условия распространения радиоволн изменяются в широких пределах, особенно при ионосферной радиосвязи, и не могут быть точно предсказаны. Поэтому никогда нельзя быть уверенным в том, что уровень помех не повысится до такой степени, при которой верность приема окажется ниже допустимой.

Значительно более надежны в этом отношении радиоканалы, в которых распространение радиоволн осуществляется в свободном пространстве или вдоль поверхности Земли (например, радиорелейные каналы).

Обеспечение скрытности ССК следует оценить исходя из принципа работы средств радио- и радиотехнической разведки. Этот принцип состоит в обнаружении радиосигналов (установлении факта функционирования разведываемого передающего радиосредства) по несущей частоте излучаемого им сигнала посредством пеленгации несущей частоты квадратичным узкополосным приемником (разведка радиосредств с простыми видами модуляции сигналов) или квадратичным широкополосным приемником (разведка радиосредств с расширенным спектром сигналов посредством модуляции несущей частоты линейными псевдослучайными последовательностями). Но, за исключением последовательности с периодом  $L = 4$ , не было найдено бинарных последовательностей с идеальной производной автокорреляционной функцией [13]. Следовательно, чтобы успешно противостоять радиоразведке, необходимо изыскать такие способы конструирования сигнально-кодовой конструкции, при которых квадратурный приемник или энергетический приемник не позволит обнаружить несущую частоту.

Для решения данной задачи предлагаем использовать следующий принцип формирования сигнально-кодовой конструкции.

Для решения данной задачи был рассмотрен многоканальный способ передачи информации с ортогональным кодовым разделением каналов. В каждом канале реализуется квадратурное разделение потока двоичной информации.

Ортогональные коды формируются на базе нелинейных кодовых последовательностей, относящихся к классу полных кодовых колец. Поскольку все каналы идентичны, рассмотрим формирование сигнально-кодовой конструкции в одном из квадратурных каналов.

Примем, что в синфазном канале для передачи двоичной информации используется канальная последовательность  $\Pi_k$ , состоящая из  $N$  чипов — двоичных символов (0, 1), такая, что число единиц равно числу нулей, а в квадратурном канале — аналогичная, ортогональная  $\Pi_k$ , канальная последовательность  $\Pi_l$ . Длина канальной кодовой последовательности определяет максимальное число каналов передатчика системы связи, равное  $N - 1$ .

Таблица 2

## Формирование НПКП

№ п/п	Метод формирования	Последовательности
1	1	1111000010011010
2	2	0111100001001101
3	3	1011110000100110
4	4	0101111000010011
5	1 2	1000100011010111
6	1 3	0100110010111100
7	1 4	1010111010001001
8	2 3	1100010001101011
9	2 4	0010011001011110
10	3 4	1110001000110101
11	1 2 3	0011010011110001
12	1 2 4	1101011011000100
13	1 3 4	0001001010101111
14	2 3 4	1001101001111000
15	1 2 3 4	0110101011100010
16		0000000000000000

Для повышения структурной скрытности сигналов обе канальные последовательности складываются по модулю два с маскирующей нелинейной кодовой последовательностью  $\Pi_m$ , период которой кратен указанным канальным последовательностям.

«Пилот-сигнал» — основной демаскирующий признак канала синхронизации — отсутствует.

Для передачи двоичных символов информации (в синфазном канале — нечетные информационные символы, а в квадратурном канале — четные символы) в каждом канале информационной единице соответствует прямая последовательность, а нулю соответствует инвертированная та же последовательность. [14]



Таким образом, с выхода формирователя ансамбля ортогональных сигналов сложной структуры, представленного на рис. 3, выходит последовательность вида  $a_1 a_2 a_3 \oplus (a_3 \oplus a_4) \oplus a_1 a_2 a_3 a_4 a_5 \oplus (a_2 \oplus a_4 \oplus a_5 \oplus a_6)$ .

Оба сигнала квадратурных каналов  $\Pi_k \oplus \Pi_m$  и  $\Pi_l \oplus \Pi_m$  переносятся на несущую частоту  $\omega$ : синфазный — на косинусную составляющую, а квадратурный — на синусную составляющую несущей частоты. При этом тактовая частота формирования канальных и маскирующей последовательностей одинаковая  $F_T = 1/\tau$  ( $\tau$  — длительность чипа каждой из рассматриваемых последовательностей, а чипы последовательностей принимают значения  $\pm 1$ ). Ширина спектра сигнала  $2\Delta f = 2F_T$ .

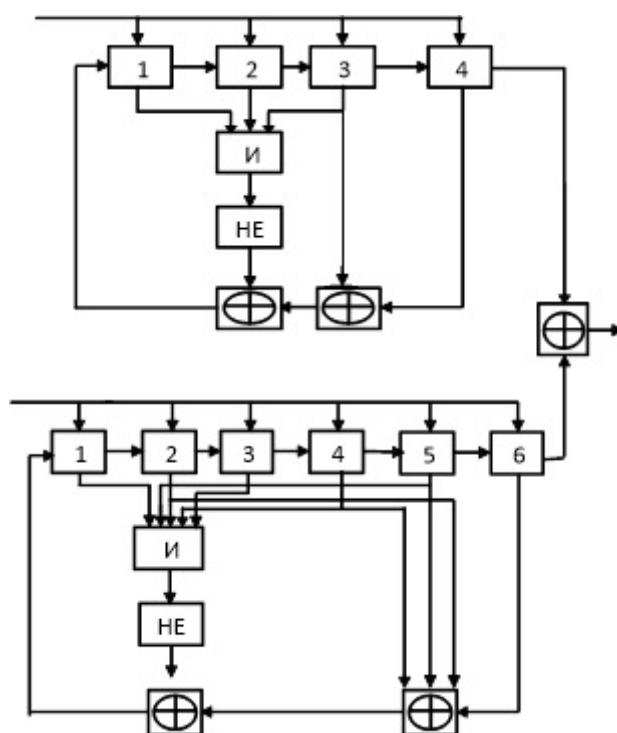



Рис. 3. Структура формирователя канальной и маскирующей последовательности:

1, 2, 3, 4, 5, 6 — сдвиговые регистры; «И», «НЕ» — логические элементы;

 — блок сумматора по модулю 2

На рис. 3 показано, как разрабатываются нелинейные кодовые последовательности.

Несущая частота на выходе разведывательного приемника отсутствует, а сигнал остается широкополосным, т. е. не обнаруживается разведывательным приемником, так как отождествляется им с тепловым шумом [9]. В разведывательном приемнике входной сигнал возводится в квадрат и усредняется в выходном фильтре. Тогда выходной сигнал разведывательного приемника будет иметь следующий вид (10):

$$\begin{aligned}
y(t) &= \overline{\left\{ A \left[ (\pm \Pi_k \Pi_m) \cos(\omega t + \varphi) + (\pm \Pi_l \Pi_m) \sin(\omega t + \varphi) \right] + n(t) \right\}^2} = \\
&= \overline{\left[ A (\pm \Pi_k \Pi_m) \cos(\omega t + \varphi) \right]^2} + \overline{\left[ A (\pm \Pi_l \Pi_m) \sin(\omega t + \varphi) \right]^2} + \overline{n(t)^2} + \\
&+ 2A^2 \overline{(\pm \Pi_k \Pi_m) \cos(\omega t + \varphi) (\pm \Pi_l \Pi_m) \sin(\omega t + \varphi)} + \\
&+ 2A \overline{n(t) \left[ (\pm \Pi_k \Pi_m) \cos(\omega t + \varphi) + (\pm \Pi_l \Pi_m) \sin(\omega t + \varphi) \right]} = \\
&= A^2 \cos^2(\omega t + \varphi) + A^2 \sin^2(\omega t + \varphi) + \sigma^2 \pm A \Pi_j \overline{\sin[2(\omega t + \varphi)]} \pm 0 = \\
&= A^2 + \sigma^2 \pm A \Pi_j \overline{\sin[2(\omega t + \varphi)]}.
\end{aligned} \tag{10}$$

где  $A$  — амплитуда;  $\omega$  — частота;  $t$  — время;  $\varphi$  — фаза;  $\Pi_k, \Pi_m$  — последовательности (канальная и маскирующая).

В данном выражении вторая строка представляет собой сумму средних значений квадратов квадратурных составляющих входного сигнала и аддитивного теплового шума. В третьей строке представлено усредненное удвоенное произведение квадратурных компонент входного сигнала, а в четвертой строке — усредненные удвоенные произведения шума с квадратурными компонентами сигнала.

Нетрудно заметить, что среднее значение суммы квадратов квадратурных компонент сигнала есть константа (постоянная составляющая), которая отображает мощность входного сигнала и на частотной оси находится вне полосы пропускания фильтра обнаружителя, а среднее значение квадрата шума представляет собой мощность входного шума и также находится вне полосы частот фильтра обнаружителя сигнала.

Третья строка описывает гармоническую компоненту удвоенной частоты, модулированную некоторой  $j$ -й последовательностью  $\Pi_j$ , принадлежащей ансамблю канальных последовательностей, спектр которой является широкополосным и, хотя находится в пределах полосы частот пропускания фильтра обнаружителя, воспринимается им как тепловой шум, т. е. не превышает порог обнаружения сигнала.

Выражение четвертой строки описывает среднее значение теплового шума, по определению равное нулю.

Таким образом, на входе фильтра обнаружителя разведывательного приемника отсутствует гармоническая несущая сигнала, вместо которой присутствует широкополосный спектр сигнала, спектральная плотность мощности которого значительно меньше спектральной плотности мощности теплового шума. Следовательно, сигнал не обнаруживается разведывательным приемником. Для реализации принципа обеспечения высокой структурной скрытности используемых сигналов необходимо не допустить определения средствами радиоразведки следующих параметров разведываемого сигнала:

- 1) структуры используемого сигнала (сигнально-кодовой конструкции);

- 2) типа используемых кодов;
- 3) обнаружения сигнала (определение факта работы системы радиосвязи);
- 4) рабочей частоты сигнала;
- 5) параметров кодов, используемых при формировании структуры сигнала.

Первые два параметра из перечисленных выше являются в некотором роде априорными сведениями, которыми должен располагать противник, прежде чем приступить к осуществлению разведки параметров используемых сигналов. Эти сведения могут быть получены только средствами агентурной разведки. Отсутствие сведений о первых двух параметрах приводит к бесполезности использования средств радио- и радиотехнической разведки.

Последние три параметра должны быть определены в процессе радио- и радиотехнической разведки. В свою очередь, даже при получении сведений о первых двух из указанных выше параметров нет гарантии, что работа средств радиоразведки будет успешной за время сеанса связи.

Система связи состоит из ортогональных  $N - 1$  квадратурных каналов. «Пилот-сигнал» отсутствует. В качестве ортогональных кодов используются нелинейные кодовые последовательности из класса полных кодовых колец. Оценка объема ансамбля ( $A$ ) кодовых последовательностей задается формулой Де Брёйна [15] в виде

$$A = 2^{2^{n-1}-n},$$

где  $n$  — степень полинома, определяющего длину кодовой последовательности  $N = 2^n$ .

Значения объемов ансамблей полных кодовых колец для различных значений  $n$  приведены в табл. 3 — количественный показатель структурной скрытности сложных сигналов [16], также для сравнения указаны значения объемов ансамблей линейных кодов типа  $M$ -последовательностей — количественный показатель структурной скрытности сложных сигналов, сравнение нелинейных и линейных кодов в метриках.

Таблица 3

**Значения объемов ансамблей полных кодовых колец для различных значений  $n$**

Значение	Разрядность регистра $n$							
	3	4	5	6	7	8	9	10
Число полных кодовых колец	2	$2^4$	$2^{11}$	$2^{26}$	$2^{57}$	$2^{120}$	$2^{247}$	$2^{502}$
Число $M$ -последовательностей	2	2	6	6	18	22	48	70

Оценим вероятность успешного определения параметров кодов, входящих в состав сигнально-кодовой конструкции, с первой попытки ( $P_{\text{обн}}$ ) как  $P_{\text{обн}} = 1/A$ . Для этого зададим, например, исходные данные.

Длина канальной последовательности  $N = 64$  чипа, а длина маскирующей последовательности  $M = 1024$ . Для этих значений длин кодов соответствующие объемы ансамблей кодов, согласно данным таблицы, принимают следующие значения:

$A_{64} = 2^{26}$  — для канальной последовательности;

$A_{1024} = 2^{502}$  — для маскирующей последовательности.

Тогда оценка результирующего объема ансамбля сигналов должна учитывать:

– произведение объемов ансамблей канальных и маскирующей последовательностей ( $A_N A_M$ );

– фазы канальной последовательности, состоящей из  $N$  чипов, относительно маскирующей последовательности длительностью  $M$  чипов;

– число возможных размещений двоичных символов передаваемой информации (в среднем равномерное), инвертирующих канальную последовательность на длине маскирующей последовательности:

$$K = \frac{L!}{[(L/2)!]^2},$$

где  $L = M/N$ .

Окончательное выражение для оценки результирующего объема ансамбля сигналов можно представить в следующем виде:

$$A_{\text{рез}} = A_N A_M \frac{NL!}{[(L/2)!]^2}.$$

Подставив числовые значения переменных для нашего примера, окончательно получим:

$$A_{\text{рез}} = 2^{26} \cdot 2^{502} \frac{2^6 \cdot (2^4)!}{[(2^3)!]^2} = 2^{534} \cdot \frac{16!}{(8!)^2} > 2 \cdot 10^{164}.$$

Соответственно, вероятность определения структуры сигнала с первой попытки  $P_{\text{обн}} = 1/A = 0,5 \cdot 10^{-164} \rightarrow 0$ , следовательно, определение структуры сигнала даже при небольших длинах кодовых последовательностей становится практически невозможным даже с учетом применения сверхбыстродействующих ЭВМ при условии, что реализация сигнала записана при больших отношениях сигнал/шум.

**Заключение.** В данной работе был проведен анализ существующих подходов для повышения спектральной эффективности при высокоскоростной передаче данных. Предложен принцип формирования сигнально-кодовой конструкции каналов радиосвязи с высокими спектрально-энергетическими характеристиками. Сделаны выводы о повышении помехозащищенности радиоканалов. Также были определены параметры разведывательного сигнала, для которых необходимо обеспечивать высокую скрытность, чтобы не допустить радиоразведку, проводимую противником.

### Литература

- [1] Кловский Д.Д. Теория электрической связи. М., Радио и связь, 1999.
- [2] Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М., Высшая школа, 2000.
- [3] Зернов Н.В., Карпов В.Г. Теория радиотехнических цепей. СПб., Энергия, 1972.
- [4] Даушвили А.П. Радиопередающие устройства. СПб., Энергия, 1993.
- [5] Максимов Ю.П. Радиоприемные устройства. СПб., Энергия, 1994.
- [6] Громако Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. М., Международный центр научной и технической информации, 1996.
- [7] Никитин Г.И. Применение функции Уолша в системах сотовой связи с кодовым разделением каналов. СПб., СПбГУАП, 2003.
- [8] Варакин И.Е. Теория систем сигналов. М., Советское радио, 1978.
- [9] Диксон Р.К. Широкополосные системы. М., Связь, 1979.
- [10] Зюко А.Г., ред. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. М., Радио и связь, 1985.
- [11] Зяблов В.В., Коробков Д.Л., Портной С.Л. Высокоскоростная передача сообщений в реальных каналах связи. М., Радио и связь, 1991.
- [12] Возенкрафт Дж., Джекобс И. Теоретические основы техники связи. М., Мир, 1969.
- [13] Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. М., ИЛ, 1963.
- [14] Гинзбург В.В. Многомерные сигналы для непрерывного канала. *Проблемы передачи информации*, 1984, т.2 0, № 1, с. 28–46.

**Филатов Владимир Иванович** — кандидат технических наук, доцент кафедры «Защита информации», МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Российская Федерация.

**Борукаева Александра Олеговна** — студентка кафедры «Защита информации», сотрудник регионального учебно-научного центра «Безопасность», МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Российская Федерация.

**Бердигов Павел Геннадьевич** — студент кафедры «Защита информации», МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Российская Федерация.

---

## THE WAYS OF NOISE-IMMUNITY IMPROVEMENT IN THE RADIO CHANNELS

**V.I. Filatov**

vfil10@mail.ru

SPIN-code: 9514-7430

**A.O. Borukaeva**

alexbmstu.b@yandex.ru

SPIN-code: 6363-3089

**P.G. Berdikov**

palber96@gmail.com

SPIN-code: 1680-2245

**Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation**

---

### Abstract

*The approaches for spectral efficiency improving in the data transmission are analyzed. The ways for the improvement of the noise immunity of radio channels are presented. During the analysis, signal parameters have been found, which are necessary for obtaining intelligence information by opposition. The method of forming a signal-code design of radio channels with high characteristics has been proposed. A mathematical formulation of the problem of searching for the type of signal-code design, which is optimal for the criterion of increasing the data transfer speed has been carried out. It has been shown that the use of orthogonal nonlinear code sequences with multidimensional modulation of signals allows not only to increase the efficiency of communicating information, but also preserves the specified requirements for the quality of the radio channel.*

### Keywords

*Data transfer, radio communication, code division, modulation, bandwidth, security, noise immunity, signal-to-noise ratio*

Received 03.03.2019

© Bauman Moscow State Technical University, 2019

---

### References

- [1] Kloviskiy D.D. Teoriya elektricheskoy svyazi [Electric coupling theory]. Moscow, Radio i svyaz', 1999 (in Russ.).
- [2] Baskakov S.I. Radiotekhnicheskie tsepi i signaly [Radio-technical chains and signals]. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 2000 (in Russ.).
- [3] Zernov N.V., Karpov V.G. Teoriya radiotekhnicheskikh tsepey [Radio-technical chains theory]. Sankt-Petersburg, Energiya Publ., 1972 (in Russ.).
- [4] [Daushvili A.P. Radioperedayushchie ustroystva [Radio transmitting devices]. Sankt-Petersburg, Energiya Publ., 1993 (in Russ.).
- [5] Maksimov Yu.P. Radiopriemnye ustroystva [Radio receiving devices]. Sankt-Petersburg, Energiya Publ., 1994 (in Russ.).
- [6] Gromako Yu.A. Standarty i sistemy podvizhnoy radiosvyazi [Standards and systems of mobile radio]. Moscow, Mezhdunarodnyy tsentr nauchnoy i tekhnicheskoy informatsii Publ., 1996 (in Russ.).
- [7] Nikitin G.I. Primenenie funktsii Uolsha v sistemakh sotovoy svyazi s kodovym razdeleniem kanalov [Using Walsh function in cellular communications systems with code division of channels]. Sankt-Petersburg, SPbGUAP Publ., 2003 (in Russ.).

- [8] Varakin L.E. Teoriya sistem signalov [Signal systems theory]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1978 (in Russ.).
- [9] Dixon R.C. Spread spectrum systems. Wiley, 1976. (Russ. ed.: Shirokopolosnye sistemy. Moscow, Svyaz' Publ., 1979.)
- [10] Zyuko A.G., ed. Pomekhoustoychivost' i effektivnost' sistem peredachi informatsii [Noise resistance and efficiency of information transfer systems]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1985 (in Russ.).
- [11] Zyablov V.V., Korobkov D.L., Portnoy S.L. Vysokoskorostnaya peredacha soobshcheniy v real'nykh kanalakh svyazi [High-speed message transmission in real communication systems]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1991 (in Russ.).
- [12] Wozencraft J.M., Jacobs I.M. Principles of communication engineering. Waveland, 1990. (Russ. ed.: Teoreticheskie osnovy tekhniki svyazi. Moscow, Mir Publ., 1969.)
- [13] Shannon C.E. Raboty po teorii informatsii i kibernetike [Works on information theory and cybernetics]. Moscow, IL Publ., 1963 (in Russ.).
- [14] Ginzburg V.V. Multidimensional signals for a continuous channel. *Problemy peredachi informatsii*, 1984, vol. 20, no. 1, pp. 28–46 (in Russ.). (Eng. version: *Problems Inform. Transmission*, 1984, vol. 20, no. 1, pp. 20–34.)

**Filatov V.I** — Cand. Sc. (Tech.), Assoc. Professor, Department of Information Security, Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation.

**Borukaeva A.O.** — Student, Department of Information Security, an employee of the Regional Educational and Scientific Center "Security", Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation.

**Berdikov P.G.** — Student, Department of Information Security, Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russian Federation.