

Системы, сети и устройства телекоммуникаций

DOI 10.66032/2221-2574-2024-1-1-25-33

УДК 621.396

МЕТОД ДИАГНОСТИКИ СИГНАЛЬНО-КODOVЫХ КОНСТРУКЦИЙ

Полушин Петр Алексеевич

доктор технических наук, профессор, профессор кафедры радиотехники и радиосистем ФГБОУ ВО «Владимирский Государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых».

E-mail: polushin.p@mail.ru

Корнеева Наталья Николаевна

кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой радиотехники и радиосистем ФГБОУ ВО «Владимирский Государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых».

Адрес: 600000, Российская Федерация, г. Владимир, ул. Горького, 87.

Аннотация: Статья посвящена определению структуры кодера сигнально-кодовых конструкций на основании анализа взаимосвязей принимаемых символов с фазовой модуляцией. После кодирования последовательность символов становится структурированной, при этом некоторые переходы между символами запрещены. Из принятой выборки символов выбираются их определённые сочетания, позволяющие соотнести конкретные символы с логическими кодовыми последовательностями. Проанализирована вероятность неправильной диагностики.

Ключевые слова: фазомодулированные сигналы, сигнально-кодовые конструкции, диагностика структуры кодера, свёрточное декодирование, диаграмма переходов.

Введение

В связи с широким использованием цифровых сигналов весьма широко применяются различные виды канального кодирования, позволяющие значительно повысить помехоустойчивость передачи информации. Для эффективного декодирования на приёмной стороне необходимо знать структуру и параметры используемого кодера. Однако в силу различных причин эта информация может оказаться неполной или вообще утрачена. Например, в результате повреждения информации о кодере, при недостаточном оперативном оповещении приёмной стороны о смене передающей стороной параметров кодера или в возможной конфликтной ситуации. При этом исправление ошибок, либо передача информации вообще, может оказаться невозможной [1–3].

В то же время после кодирования передаваемая последовательность становится структурированной, т.е. содержит определённую информацию о применяемом кодере. После соот-

ветствующего анализа принятой последовательности подобная информация может быть извлечена и структура кодера восстановлена. Данные вопросы подробно рассматривались в [4–11] для ряда простых и некоторых сложных кодов (свёрточных, блоковых, перфорированных, недвоичных, LDPC-кодов, и т.д.).

Кроме них в настоящее время при передаче цифровых сигналов также используются сигнально-кодовые конструкции, обладающие значительными отличиями от других методов кодирования, затрудняющих применение предложенных путей диагностики структуры кодеров. Однако, несмотря на это, также и при их использовании кодированные последовательности приобретают структурированность, позволяющую при дифференциальных видах модуляции диагностировать параметры кодера.

Теоретические основы

Принцип формирования сигнально-кодовых конструкций (TCM, trellis code modulation —

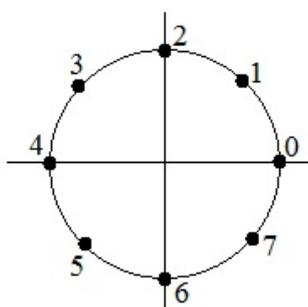


Рис. 1. Расширенное «созвездие» для модуляции 8-PSK

решетчатая кодовая модуляция) был предложен Г. Унгербокком и другими в [11–13]. Он заключается в том, что одновременно используется и кодирование, и модуляция. При этом за счёт многопозиционной модуляции и помехоустойчивого кодирования удаётся повысить помехоустойчивость передачи без расширения полосы спектра передаваемого сигнала.

Принцип заключается в том, что в «созвездии», получаемом с помощью модуляции и ранее содержащем 2^k точек, (каждая точка переносит k бит информации) теперь для передачи такого же объёма информации количество точек удваивается и составляет 2^{k+1} точек. Хотя при этом точки располагаются ближе одна к другой, тем не менее помехоустойчивость передачи информации не снижается, а даже возрастает.

Это становится возможным из-за используемого распределения передаваемых битов по точкам «созвездия». Часть передаваемых информационных битов кодированию не подвергается и передаётся некодированными, т.е. менее защищёнными от ошибок. А другая часть информационных битов за счёт введённой избыточности кодируется, обычно свёрточным кодером. При этом «незащищённым» битам присваиваются в «созвездии» удалённые друг от друга точки, а близко расположенные одна от другой точки от ошибок защищаются применением кодирования. Кодирование запрещает некоторые переходы между символами, и именно эти запрещённые переходы и присваиваются таким рядом расположенным точкам,

которые больше подвержены ошибкам. Целью диагностики является определение, каким точкам «созвездия» присваиваются формируемые пары кодовых символов и возможность декодирования передаваемой информационной последовательности.

Рассмотрим «классическую» модуляцию QPSK (quadrature phase shift keying) без кодирования. При ней в «созвездии» содержатся симметрично расположенные четыре точки. Каждая из них переносит два информационных бита.

При использовании TCM применяется уже модуляция с восемью точками в созвездии (8-PSK), как показано на рис. 1. Поступающие для передачи информационные биты объединяются в пары. Первый бит из пары не кодируется и непосредственно используется для передачи, как первый кодовый бит. Второй информационный бит кодируется двумя формируемыми кодовыми битами. Таким образом, общая результирующая скорость становится равной $2/3$. Восемь точек «созвездия» на рис. 1 объединяются в две группы точек. Одна группа точек под номерами $0 \div 3$ используется, когда первый информационный бит имеет нулевое значение, вторая группа точек $4 \div 7$ используется, когда первый информационный бит имеет единичное значение. Таким образом, в каждой группе присутствует по четыре точки, используемые для свёрточного кодирования второго информационного бита.

Точки из обеих групп можно объединить в пары, точка «0» с точкой «4», точка «1» с точкой «5», и т.д. При этом символы, соответствующие передаче логических нуля и единицы первого информационного символа, расположены на максимальном расстоянии друг от друга, что обеспечивает наибольшую помехоустойчивость. С точки зрения кодирования второго информационного символа они эквивалентны, поэтому можно рассматривать любую из групп точек, например, группу точек $0 \div 3$.

После кодирования второго информационного символа парой логических значений пе-

редаётся тот символ из $0 \div 3$, которому присвоена эта пара. Выигрыш в помехоустойчивости метода ТСМ заключается в присвоении сформированных логических пар по определённым правилам, сформулированным Унгербоеком в [11].

Они заключаются в том, что после любого из четырёх (в рассматриваемом случае) символов может передаваться любая пара символов, в том числе и предыдущий, но только такая пара точек, которые в «созвездии» расположены *не рядом*. Аналогично, любому передаваемому символу может предшествовать пара символов, точки которой в «созвездии» тоже расположены *не рядом*. Такие правила и служат основой описываемого метода диагностики.

Реализацию кодовой скорости рассмотрим на примере простого кодера (5,7), состоящего из сдвигового регистра с тремя ячейками и двух сумматоров по модулю 2 [1, 15]. Один из них — двухвходовый, входы которого соединены с первой и последней ячейками регистра, который формирует первый закодированный символ, второй сумматор по модулю 2 — трёхвходовый, входы которого соединены со всеми ячейками регистра. Состояния кодера, как принято в [1], обозначаются двузначным логическим числом. Пару кодовых символов, вырабатываемых кодером с приходом каждого нового информационного символа и обозначающих переход из одного состояния в другое, также обозначают другой парой логических символов. В этом случае диаграмму возможных переходов из одного состояния в другое можно описать диаграммой, приведённой на рис. 2, где сплошные линии обозначают приход нулевого информационного символа и вырабатываемые при этом кодовые символы, прерывистые линии обозначают приход единичного информационного символа.

С другой стороны, возможные последовательности разрешённых по правилам Унгербоека передаваемых модулированных символов можно тоже описать похожей диаграммой, приведённой на рис. 3. Для того, чтобы не

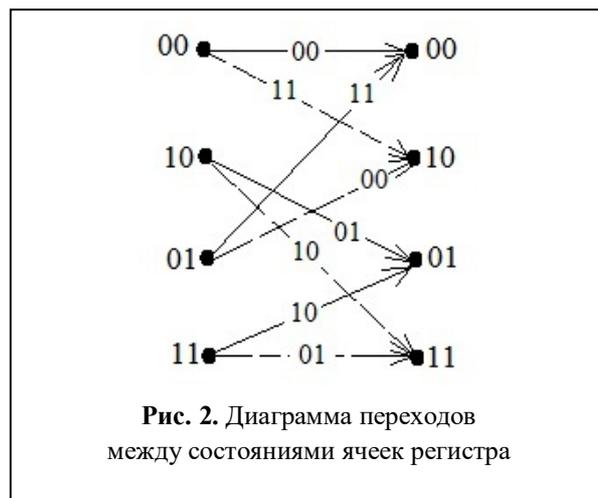


Рис. 2. Диаграмма переходов между состояниями ячеек регистра

обоснованно не вводить заранее неизвестной информации, предварительно обозначим четыре возможных сигнала из «созвездия» буквами «a,b,c,d». Каким номерам точек «созвездия» они соответствуют, пока не известно. Поскольку также неизвестно, к каким именно состояниям приводит получение того или иного сигнала, то состояния в диаграмме также не обозначены. Тем не менее, в соответствии с правилами можно получить модифицированную диаграмму вида, приведённого на рис. 3. В нём два индекса 1 и 2 при буквах «a,b,c,d» введены из-за того, что, хоть каждый из этих сигналов и соответствует только какому-то одному формируемому кодовому символу «a,b,c,d», но он может быть сформирован при возможных двух вариантах содержания ячеек регистра.

При этом задача диагностики, рассматриваемая в данной статье, заключается в том, чтобы, соотнеся эти обе диаграммы, определять, какому символу «a,b,c,d» соответствует какой

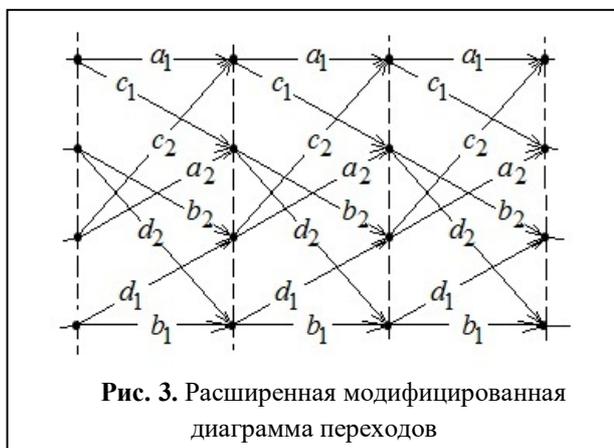


Рис. 3. Расширенная модифицированная диаграмма переходов

вариант сформированной пары кодовых символов. Это далее позволит «автоматически» найти последовательность переданных информационных символов. А задача на их основе определить структуру собственно кодера была подробно решена в [4, 5].

Задача диагностики решается следующим образом. Поскольку канал после кодирования становится «каналом с памятью», то есть формируемые кодовые символы зависят не только от текущего информационного символа, но и от предыдущих символов, то следует рассматривать, какие символы могли быть переданы *перед* рассматриваемым символом. В распоряжении алгоритма диагностики имеется только последовательность принимаемых символов типа «...*abaccdbbddd*...», поэтому, анализируя разрешённые переходы и сочетания символов следует искать их в принятой последовательности.

Рассматривая диаграмму на рисунке 2 нетрудно установить, что неоднократно повторяющиеся формируемые пары кодовых символов возможны при неоднократно повторяющихся состояниях «00» и «11» (соответствующих парам кодовых символов «00» и «01»). Следовательно и в принимаемой последовательности символов «*a, b, c, d*» тоже будут наблюдаться серии из повторяющихся одинаковых символов, причем символы одной и другой серии могут различаться, а в сериях должно быть не менее двух символов.

Далее возможны два подхода к решению диагностической задачи. Рассмотрим первый из них. Символам первой из подобных серий присваивается обозначение «*a*₁». В другой серии с другими символами присваивается обозначение «*b*₁». То есть принимается, что символ *a*₁ передаётся при кодовой комбинации «00» и переходе от состояния «00» к такому же состоянию «00», а символ *b*₁ передаётся при кодовой комбинации «01» и переходе от состояния «11» тоже к состоянию «11».

Исправление случая, когда такое присвоение неверно, а следовало присвоить наоборот, будет рассмотрено в дальнейшем. Индекс «1»

при обеих буквах указывает, что обозначен только один переход с кодовой парой «00» и «01». Однако из рисунка 2 следует, что кодовая пара «00» будет также выработана при переходе из состояния «01» в состояние «10», а кодовая пара «01» будет выработана при переходе из состояния «10» в состояние «01», но приёмник примет те же сигналы *a* и *b*. Соответственно, предварительно обозначим их «*a*₂» и «*b*₂».

Анализируя диаграмму на рис. 3, нетрудно установить, что после повторного приёма символа «*a*» разрешены только символы «*a*» и «*c*». Поэтому, если последующим символом будет не «*a*», значит это символ «*c*». Он соответствует переходу от состояния «00» к состоянию «10» и к паре кодовых символов «11». Обозначим его «*c*₁». Точно также после повторного приёма символа «*b*» возможен приём только символов «*b*» и «*d*». Таким образом, будет определён символ «*d*₁», соответствующий переходу из состояния «11» в состояние «01» и паре кодовых символов «10».

Продолжая аналогичные рассуждения, нетрудно установить следующее. Если приёму символа «*a*» *не предшествовал* приём символов «*a*» или «*c*», то принятый символ — это «*a*₂» и обозначает переход состояний от «01» к «10». Если приёму символа «*b*» *не предшествовал* приём символов «*b*» или «*d*», то принятый символ — это «*b*₂» и обозначает переход состояний от «10» к «01». Если приёму символа «*c*» *не предшествовал* приём символов «*a*» или «*c*», то принятый символ — это «*c*₂» и обозначает переход состояний от «01» к «00». Если приёму символа «*d*» *не предшествовал* приём символов «*b*» или «*d*», то принятый символ — это «*d*₂» и обозначает переход состояний от «10» к «11».

Таким образом, в последовательности принимаемых символов определяется индекс (1 или 2) каждой буквы и устанавливается последовательность переходов по решётке, передаваемая кодовая последовательность *декодируется сразу* без необходимости определения вида кодера.

Второй подход к решению диагностической задачи состоит в том, что принятым буквам индексы не присваиваются. Присваивается сочетание кодовых символов. Таким образом, исходно к каждому состоянию подходит два возможных перехода. Для установления правильного пути по решётке далее производится «классическая» процедура Витерби с присвоением переходам метрик, которые пропорциональны отличиям принятого сигнала от правильных значений « a, b, c, d »

Процедура диагностики по первому подходу более простая и быстрая, поскольку не требует проведения «классической» процедуры Витерби, однако во второй процедуре рассматриваются не только один или два предыдущих символа, а более длинная предыстория, и здесь ошибка диагностики менее вероятна.

Реализация операций метода

Описанный метод диагностики может быть для второго подхода реализован структурной схемой, приведённой на рис. 4.

В схеме на вход демодулятора (ДМ) поступают принятые сигналы y_i . В демодуляторе производится корреляционная обработка с помощью двух ортогональных напряжений опорного генератора с частотой, равной частоте несущей. В результате выделяются синфазная I_i и квадратурная Q_i составляющие каждого символа. В рассматриваемом примере модуляции 8-PSK их сочетание может иметь 8 вариантов. Вычислитель (В) на основе значений этих составляющих вычисляет фазу ϕ_i данного принятого символа. Для перехода от дифференциальной модуляции к исходному виду в элементе памяти (ЭП) на длительность символа запоминается полученное значение фазы. В вычитателе (-) из текущего значения фазы вычитается значение ϕ_{i-1} предыдущего символа. В результате получаются значения фазы, равные $0^\circ, 45^\circ, 90^\circ$, и т.д., соответствующие точкам «созвездия» под номерами «0», «1», «2», и т.д.

Далее в блоке преобразования модуляции (БПМ) производится выделение информации о

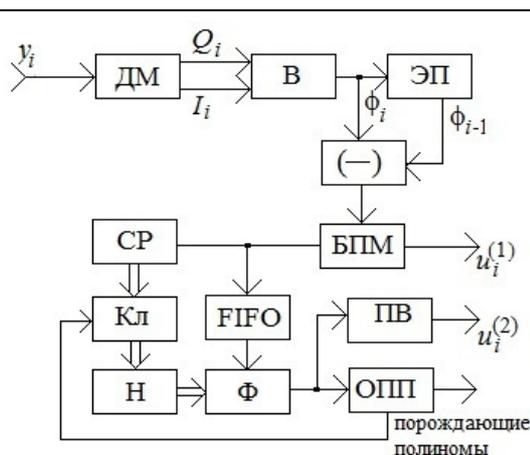


Рис. 4. Структурная схема, реализующая метод диагностики

первом информационном символе и удаление её из модулированного сигнала. Если точка текущего символа принадлежит группе «0»÷«3», то первому информационному символу $u_i^{(1)}$ в паре присваивается логическое значение «0», если же она принадлежит группе «4»÷«7», то присваивается логическое значение «1». Кроме этого, для дальнейшего анализа с целью определения второго информационного символа $u_i^{(2)}$ пары из модулированного сигнала убирается информация о первом символе. В случае точек под номерами «0»÷«3» никаких изменений не производится. А в случае точек под номерами «4»÷«7» вместо точки «4» рассматривается точка «0», вместо точки «5» рассматривается точка «1», и т.д.

С выхода блока БПМ сигналы подаются на блоки FIFO (first input — first output, «первый вошел—первый вышел») и на последовательный вход сдвигового регистра (СР). Количество его ячеек определяется видом модуляции. В рассматриваемом случае их три. С приходом каждого нового символа остальные символы сдвигаются в соседние ячейки. Далее в классификаторе (Кл) анализируются значения двух или трёх подряд идущих символов в соответствии с правилами, рассмотренными выше, и определяется, каким кодам « a, b, c, d » (т.е. парам кодовых символ «00», «10», и т.д.) соответствуют точки «0»÷«3». Для уменьшения влия-

ния шумов на точность диагностики результаты наблюдения могут накапливаться и решение будет приниматься не по одному наблюдению, а по нескольким. Здесь предлагается мажоритарный принцип («по большинству голосов»), соответствующая обработка производится в накопителе (Н).

Классификация проводится по выборке принятых сигналов длиной N . Такую же длину имеет память блока FIFO. Таким образом, после завершения классификации через N длительностей символов на выход блока FIFO начнут поступать символы данной выборки, а на его вход начнёт записываться следующая выборка.

Формирователь (Ф) на основе информации с накопителя определяет, какой паре кодовых символов соответствует принятый модулированный символ и подаёт эту пару на свой выход. Эти пары поступают на блок ПВ, в котором производится «классическая» процедура Витерби. При этом метрики переходов выбираются равными Эвклидову расстоянию между значением принимаемого символа и значениями « a, b, c, d », приписанными к переходам.

В блоке ОПП определяется вид порождающих полиномов \mathbf{g} , используемых в свёрточном кодере. Для этого используются процедуры, подробно описанные в [4, 5]. Они основаны на том, что пары кодовых символов хотя и формируются различными сумматорами по модулю 2, но образуются из одной и той же исходной информационной последовательности \mathbf{m} . Изложенный в [4, 5] алгоритм предлагает повторно домножать кодовые символы на некоторые «поисковые» полиномы \mathbf{h} и перебирать по определённым правилам структуру этих полиномов, пока формируемые ими последовательности не станут совпадать. После получения вида полиномов в нашем случае определяется вид первого члена всех полиномов.

Здесь используется следующее свойство операции сложения по модулю 2 (операция обозначена значком \oplus , [15])

$$\overline{a \oplus b} = \overline{\overline{ab \vee ab}} = \overline{\overline{ab} \vee \overline{ab}} = (a \vee \overline{b})(\overline{a} \vee b) =$$

$$= ab \vee \overline{ab} = \overline{\overline{a}b} \vee (\overline{a})\overline{b} = \overline{a} \oplus b. \quad (1)$$

Каждый кодовый символ из пары образуется с помощью своего порождающего полинома \mathbf{g}_1 и \mathbf{g}_2 . Соответственно, взятые отдельно последовательности первых и вторых кодовых символов \mathbf{y}_1 и \mathbf{y}_2 после кодера могут быть записаны как $\mathbf{y}_1 = \mathbf{g}_1 \oplus \mathbf{m}$ и $\mathbf{y}_2 = \mathbf{g}_2 \oplus \mathbf{m}$.

Рассмотрим, например, первую последовательность. Она может быть записана, как

$$\mathbf{g}_1 \oplus \mathbf{m} = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{g}_k^{(1)} x_{i-k}, \text{ где } x_i \text{ — значения по-}$$

следовательности \mathbf{m} . Тогда, исходя из (1)

$$\overline{\mathbf{g}_1 \oplus \mathbf{m}} = \overline{\mathbf{g}_0^{(1)} x_i \oplus \sum_{k=1}^{K-1} \mathbf{g}_k^{(1)} x_{i-k}}, \text{ инвертированию}$$

подвергается только один из членов суммы. Формирование «поисковых» полиномов построено так, что поиск ведётся, начиная с первого члена. То есть, если выбрано неверное соответствие повторяющихся символов переходам решётки, то первый член полинома будет найден равным нулю. В то же время он всегда равен единице [1, 15], иначе первый разряд сдвигового регистра не будет использоваться. Это служит указанием правильности выбора.

Схема реализации первого подхода аналогичная, только усложняется классификатор и не требуется проводить процедуру Витерби.

Вероятность неудачи диагностической процедуры

Определим вероятность неудачи диагностической процедуры. Она зависит от правильности определения соответствия принятых символов переходам решетки. Информация о наблюдающейся последовательности символов выделяется накопителем, который отмечает возникающие комбинации. Наличие шума может приводить к неправильной последовательности, поэтому в накопителе решение принимается по M одинаковым группам символов и выносится мажоритарное решение (т.е. «по большинству голосов»).

Таким образом, вероятность того, что хотя бы один символ окажется неверным, равна $p_2 = 1 - (1 - p_1)^2$, где p_1 — это вероятность того, что вместо нужного символа будет принят соседний. Считаем, что шум имеет гауссово распределение и ошибка возникает, когда его величина больше половины расстояния между соседними точками «созвездия». Кроме этого, ошибка возникает лишь от одной из двух равных по мощности ортогональных компонент шума — той, которая перпендикулярна направлению на центр «созвездия». При этом получаем

$$p_1 = 1 - \text{erf}(\rho_U \sin \pi/8) = 1 - \text{erf}(0,19\rho_U),$$

где ρ_U — соотношение между уровнем полезного сигнала и среднеквадратичным уровнем шума. При мажоритарном принципе ошибка будет иметь место, если она возникнет более, чем в половине из M анализируемых групп, т.е. вероятность P этого равна

$$P = \sum_{k=\lfloor 0,5M \rfloor}^M \frac{M!}{(M-k)!k!} p_2^k (1-p_2)^{M-k},$$

где знаком $(\lfloor \])$ обозначено округление в меньшую сторону.

Графики зависимости P от ρ_U для различных значений k приведены на рис. 5.

При выборе величины M имеет значение длина выборки N отсчётов принимаемых сигналов. При относительно небольшой длине выборки в ней может не оказаться достаточно числа символов, чтобы присутствовало M желаемых групп. В частности, при $M=3$ для обеспечения вероятности такого события, меньшей, чем 10^{-3} , следует использовать выборку объёма порядка 30 тысяч символов, а для $M=5$ нужна выборка объёма порядка 7 миллионов символов. Однако при высокоскоростной передаче такие величины не представляются чрезмерными.

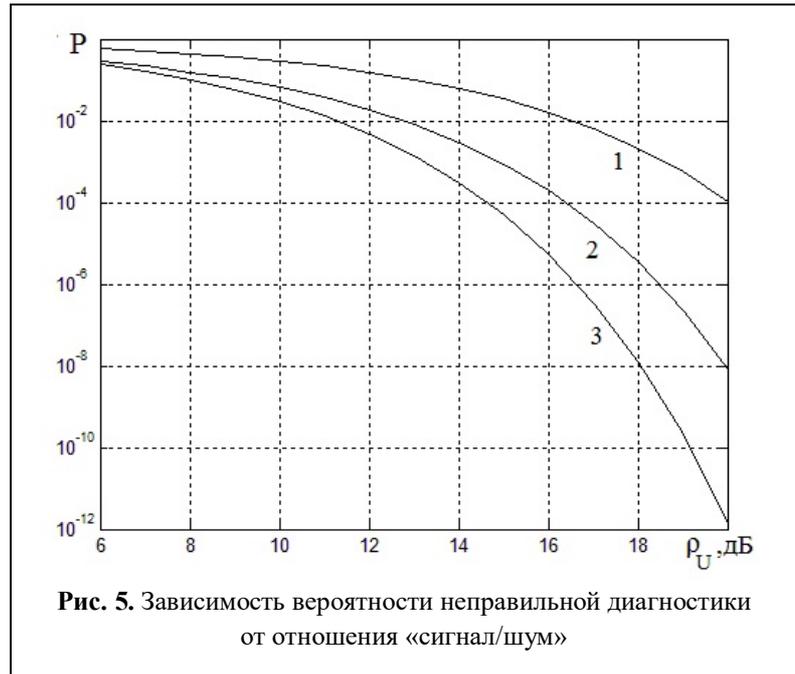


Рис. 5. Зависимость вероятности неправильной диагностики от отношения «сигнал/шум»

Закключение

Исследована возможность диагностики структуры кодера, осуществляющего формирование сигнально-кодовых конструкций. Метод базируется на анализе взаимосвязей между символами принимаемой последовательности. Рассмотрена реализация метода на основе модуляции QPSK и предложена его реализация в виде структурной схемы. Метод использует правила формирования сигнально-кодовых конструкций и может быть распространен на другие виды модуляции.

Литература

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. 1104 с.
2. Прокис Дж. Цифровая связь.: пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000, 800 с.
3. Полушин П.А. Самойлов А.Г. Избыточность сигналов в радиосвязи. М.: Радиотехника. 2007. 256 с.
4. Полушин П.А., Никитин О.Р., Корнеева Н.Н. Методы диагностики кодированных цифровых последовательностей. Palmarium Academic Publishing, Beau Bassin, Mauritius-Germany, 2018. 214 с.
5. Полушин П.А., Корнеева Н.Н., Никитин О.Р. Разработка алгоритмов диагностики сверточных кодов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2016. №1. С. 31–36.

6. Патент РФ № 2616180 на изобретение. Способ диагностики сверточных кодов / *Полушин П.А., Корнеева Н.Н., Никитин О.Р.* Заявл. 30.11.2015, опубл. 12.04.2017. Бюл. №11.

7. *Полушин П.А., Никитин О.Р., Белов А.Д., Бесмертный М.Ю.* Диагностика параметров кодера цифровых сигналов // 34-я ВНТК «Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем», 25–26 июня 2015 г, Серпухов, Моск. обл., часть 5. С. 132–135.

8. *Полушин П.А., Корнеева Н.Н., Никитин О.Р.* Программный комплекс для исследования матричного метода диагностики сверточных кодов // Свидетельство № 2016610459 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Зарегистрировано 12.01.2016.

9. *Полушин П.А., Корнеева Н.Н., Никитин О.Р.* Программный комплекс для исследования алгоритмов диагностики перфорированных сверточных кодов // Свидетельство № 2016618221 о государственной регистрации программы для ЭВМ. Зарегистрировано 25.07.2016.

10. *Полушин П.А., Корнеева Н.Н., Никитин О.Р.* Диагностика циклических кодов с помощью «быстрого» алгоритма // Вестник НГИЭИ. 2017. №2 (69). С. 7–12.

11. *Ungerboeck G.* Channel Coding with Multilevel // Phase Signals. IEEE Trans. Inform. Theory. Jan. 1982. Vol. IT-28. Pp. 55–67.

12. *Divsalar D., Simon M.K. and Yuen J.H.* Trellis Coding and Asymmetric Modulation. IEEE Trans. Commun. Feb. 1987. Vol. COM-35. No. 2. Pp. 130–141.

13. *Wej J.-F.* Rotationally Invariant Convolutional Channel Coding with Expanded Signal Space. Part I and Part II // IEEE J. Sell. Areas Commun. Sep. 1984. Vol. SAC-2. No. 5. Pp. 648–686.

14. *Морелос-Сарагоса Р.* Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применения: пер. с англ. М.: Техносфера, 2005. 320 с.

15. *Полушин П.А., Лось В.О.* Инвариантные свойства метода диагностики сверточных кодов // Проектирование и технология электронных средств. 2021. №2. С. 39–44.

Поступила 21 ноября 2023 г.

English

DIAGNOSTIC METHOD OF SIGNAL-CODE SEQUENCES

Petr Alekseevich Polushin — Grand Dr. in Engineering, Professor, Professor of Department of Radio Engineering and Radio Systems, Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs”.

E-mail: polushin.p@mail.ru

Natalya Nikolaevna Korneeva — PhD, the Head of Department of Radio Engineering and Radio Systems, Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education “Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletovs”.

Address: 600000, Russian Federation, Vladimir, Gorky St., 87.

Abstract: Various anti-noise coding methods are widely used in signal transmission systems due to the global digitization nowadays. They enable to eliminate a large number of errors arising during signal transmission and to enhance the noise immunity of information transmission. The applied coder parameters must be known to effectively decode the received signals at the receiver side. However, this information may be incomplete or missing at all for various reasons (when changing the coder’s parameters at the transmitter side, in possible conflicting situation, etc.). That said error elimination and signal reception might prove to be impossible in fact. However, the transmitted sequence happens to be structured in the receiver after coding. Symbols become interconnected in a certain way. Finally, the coder’s structure may be restored by analyzing these interconnections. The described method examines reception of signals that are signal-code sequences (TCM, trellis code modulation). This method combines coding and modulation procedures. The diagnostic method is reviewed for the modulation type as given – QPSK (quadrature phase shift keying). The number of signals with various initial phases are doubled and the modulation turns into 8-PSK (8-positional phase shift keying) during coding. The part of transmitted information symbols is not coded. The other part is coded using a convolutional coder. The formed modulated signals with diverse initial phases are matched to the obtained paired code symbols according to certain rules. The values of paired coded symbols are assigned to these signals in such a way that close logical symbols correspond to remote modulated signals. The diagnostic method is based on this property. The sequence of received signals is analyzed and only their authorized combinations are selected. A block diagram implementing the proposed method is given and described. Failure probability in diagnosing TCM signals by the proposed method is defined.

Keywords: phase-modulated signals, signal-code sequences, coder's structure diagnosing.

References

1. *Sklyar B.* Digital communication. Theoretical foundations and practical application. 2nd edition, corr.: trans. from English. Moscow: Williams, 2003. 1104 p.
2. *Prokis J.* Digital communication: trans. from English. Moscow: Radio i svyaz', 2000. 800 p.
3. *Polushin P.A., Samoilov A.G.* Redundancy of signals in radio communications. Moscow: Radiotekhnika. 2007. 256 p.
4. *Polushin P.A., Nikitin O.R., Korneeva N.N.* Diagnostic methods of encoded digital sequences. Palmarium Academic Publishing, Beau Bassin, Mauritius-Germany, 2018. 214 p
5. *Polushin P.A., Korneeva N.N., Nikitin O.R.* Development of algorithms for diagnostics of convolutional codes. Radioengineering and telecommunication systems. 2016. No.1. Pp. 31–36.
6. RU Patent No. 2616180. A method for diagnosing convolutional codes / *Polushin P.A., Korneeva N.N., Nikitin O.R.* Appl. 30.11.2015, publ. 04.12.2017. Bul No. 11.
7. *Polushin P.A., Nikitin O.R., Belov A.D., Bessmertny M.Yu.* Diagnostics of digital signal encoder parameters. 34th VNTK "Problems of efficiency and safety of functioning of complex technical and information systems", June 25–26, 2015, Serpukhov, Moscow region, part 5. Pp. 132–135.
8. *Polushin P.A., Korneeva N.N., Nikitin O.R.* A software package for the study of a matrix method for diagnosing convolutional codes. Certificate No. 2016610459. Reg. 12.01.2016.
9. *Polushin P.A., Korneeva N.N., Nikitin O.R.* A software package for the study of diagnostic algorithms for perforated convolutional codes. Certificate No. 2016618221. Reg. 25.07.2016.
10. *Polushin P.A., Korneeva N.N., Nikitin O.R.* Diagnostics of cyclic codes using a "fast" algorithm. Bulletin of the NGIEI. 2017. No. 2 (69). C. 7–12.
11. *Ungerboeck G.* Channel Coding with Multilevel. Phase Signals. IEEE Trans. Inform. Theory. Jan. 1982. Vol. IT-28. Pp. 55–67.
12. *Divsalar D., Simon M.K. and Yuen J.H.* Trellis Coding and Asymmetric Modulation. IEEE Trans. Commun. Feb. 1987. Vol. COM-35. No. 2. Pp. 130–141.
13. *Wej J.-F.* Rotationally Invariant Convolutional Channel Coding with Expanded Signal Space. Part I and Part II. IEEE J. Sell. Areas Commun. Sep. 1984. Vol. SAC-2. No. 5. Pp. 648–686.
14. *Morelos-Zaragoza R.* The art of noise-tolerant coding. Methods, algorithms, application: trans. from English Moscow: Tehnosfera, 2005. 320 p.
15. *Polushin P.A., Los V.O.* Invariant properties of the diagnostic method of convolutional codes. Design and technology of electronic means. 2021. No. 2. Pp. 39–44.