

УДК 621.391.14

## ПОРОГОВОЕ ДЕКОДИРОВАНИЕ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ В КАНАЛАХ СВЯЗИ С ФАЗОВОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЬЮ

АЛЬ-АЛЕМ АХМЕД САИД, А.И. КОРОЛЕВ, В.К. КОНОПЕЛЬКО

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 13 апреля 2009

Выполнена оценка эффективности использования синдромной последовательности сверточных кодов для устранения фазовой неопределенности дискретного канала связи (ДКС). Предложены методы ее устранения, обеспечивающие на порядок меньше глубину размножения ошибок по сравнению с известными. Установлено, что устранение фазовой неопределенности дискретного канала связи осуществляется без снижения корректирующей способности сверточных кодов.

*Ключевые слова:* сверточный код, фазовая модуляция–демодуляция, пороговое декодирование, интервал анализа, синдром, порог, "обратная" работа, фазовая неопределенность.

### Введение

Известно, что когерентная двукратная фазовая модуляция, или ФМ-4 является энергетически оптимальным методом передачи двоичной информации. Существенным недостатком данного вида модуляции является наличие эффекта "обратной" работы демодулятора ФМ-4, приводящего к ошибочному приему информации в целом. Проявление данного свойства ФМ-4 не допустимо как в проектируемых, так и в реальных системах связи.

В качестве критериев оценки эффективности методов устранения фазовой неопределенности когерентного демодулятора ФМ-4 приняты следующие:

- минимальное время устранения фазовой неопределенности ( $t_{уст}$ );
- минимальная длина пакета ошибок ( $t_{пак}$ ) на выходе канала передачи данных.

Известны методы устранения фазовой неопределенности когерентных демодуляторов ФМ-4, из которых наиболее эффективными являются [1, 2]:

- передача пилот-сигнала;
- введение на передающей стороне специального кодового слова;
- применение (использование) на приемной стороне детекторов качества канала связи;
- использование относительных методов модуляции ФМ;
- использование помехоустойчивых кодов, а именно, кодов инвариантных к перескоку фазы опорного колебания когерентного демодулятора ФМ-сигналов.

При использовании помехоустойчивых (избыточных) кодов наибольшую эффективность обеспечивают следующие методы:

- использование кодов, инвариантных к перескоку фазы опорного колебания когерентного демодулятора ФМ-сигналов;
- применение индикаторов верности декодируемой информации.

### Теоретический анализ

Данные методы устранения фазовой неопределенности наиболее эффективны при использовании низкоскоростных (высокоизбыточных) и перфорированных ("выколотых") сверточных кодов (СК) с алгоритмом декодирования Витерби (упрощенное декодирование по мак-

симуму правдоподобия). Недостатком использования СК с алгоритмом декодирования Витерби (AB) для устранения фазовой неопределенности когерентного демодулятора ФМ-4 является наличие эффекта размножения ошибок при поступлении на вход декодера ошибок, превышающих корректирующую способность СК, что будет приводить к срыву синхронности и синфазности каналов модулятора и демодулятора ДКС.

Более эффективные методы устранения фазовой неопределенности ("обратной" работы) когерентных демодуляторов ФМ-N ( $N \geq 4$ ) могут быть реализованы на основе использования СК с алгоритмом порогового декодирования. Это обеспечивается тем, что в декодере для устранения фазовой неопределенности используется последовательность синдромных символов, формируемых по правилу

$$S(D) = P_{\text{пер}}(D) \oplus P_{\text{пр}}(D), \quad (1)$$

где  $P_{\text{пер}}(D)$  — последовательность проверочных символов, сформированных кодером СК;  $P_{\text{пр}}(D)$  — последовательность проверочных символов, сформированных декодером СК;  $\oplus$  — знак суммирования двоичных символов по модулю два.

Структура синдромной последовательности (СП), т.е. количество нулевых и ненулевых двоичных символов, зависит от следующих факторов [1–3]:

- количества и структуры порождающих полиномов СК;
- количества ортогональных проверок ( $J$ ) СК;
- синхронной и синфазной работы коммутаторов распределения ветвей (КРВ) кодера и декодера (кодека) СК;
- наличия и отсутствия "обратной" работы (фазовой неопределенности) когерентного демодулятора ФМ дискретного канала связи.

При отсутствии канальных ошибок, "обратной" работы демодулятора и синхронной и синфазной работе КРВ кодекса СК синдромная последовательность  $S(D)$  будет представлять, или состоять из последовательности нулевых двоичных символов. При любом нарушении данного условия структура СП  $S(D)$  будет ненулевой, т.е. состоять из ненулевых и нулевых двоичных символов.

Теоретически и экспериментально установлено, что наименьшее количество ненулевых двоичных символов СП содержит при обнаружении СК корректируемых канальных ошибок кратностью  $t_{\text{исп}} \leq i/2$  двоичных символов и будет составлять соответственно [1–3]:

$t_{\text{max}} = k_o \cdot i$  — при четном количестве канальных ошибок;

$t_{\text{min}} = k_o \cdot (i-1)$  — при нечетном количестве канальных ошибок.

Наибольшее количество ненулевых двоичных символов  $S(D)$  (более 75% от общего количества анализируемых синдромных символов на интервале анализа) формируется при "обратной" работе демодулятора ФМ-4, а именно, когда каналы (синфазный и квадратурный) демодулятора ФМ-4 распределены правильно, но фазы сигналов инвертированы относительно фаз каналов модулятора. При смещении каналов, а также при смещении и инвертировании фаз сигналов установлено, что в синдромной последовательности формируется в  $(2 \div 2,5)$  раза меньше ненулевых символов, чем при "обратной" работе демодулятора.

Установленное свойство СП сохраняется для СК с  $R \geq 1/2$  и практически не зависит от канальных ошибок и было положено в основу предлагаемых методов устранения фазовой неопределенности когерентных демодуляторов ФМ-4.

## Методика

### Метод устранения фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4 на основе использования алгоритма работы порогового декодера СК с $R=1/2$

По классификации СК с  $R \geq 1/2$  относится к классу высокоизбыточных (низкоскоростных) кодов. На передающей стороне поток информационных символов канального кодера ( $I_1(D)$ ) поступает на вход синусного канала когерентного модулятора ФМ-4, а поток проверочных символов ( $P_{\text{пер}}(D)$ , далее ( $I_2(D)$ ) поступает на вход косинусного канала модулятора. На приемной стороне — двоичные символы  $I_1'(D)$  синусного канала демодулятора ФМ-4 посту-

пают через коммутатор и инвертор на информационный вход порогового декодера СК, а двоичные символы  $I_2(D)$  косинусного канала демодулятора ФМ-4 поступают через коммутатор и инвертор на вход формирователя синдромных символов порогового декодера СК. На рис. 1 приведены соответственно обобщенные структурные схемы передатчика (а) и приемника (б) канала передачи данных.

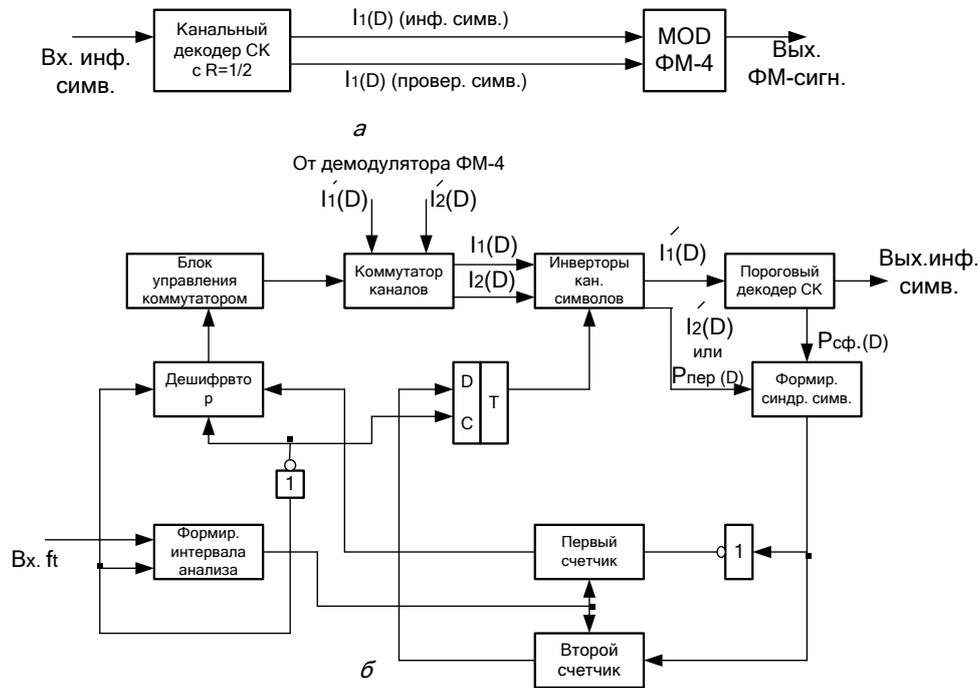


Рис. 1. Обобщенная структурная схема канала передачи данных инвариантная к фазовой неопределенности когерентного демодулятора ФМ-4: а — передатчик канала данных; б — приемник канала данных

Для принятия решения о фазе сигналов и распределения каналов демодулятора ФМ-4 формируются три управляющие команды [3–5]:

- 01 — сохранить распределение каналов и фаз демодулятора ФМ-4;
- 10 — выполнить только инвертирование фаз каналов демодулятора ФМ-4;
- 11 — данная команда предусматривает выполнение двух операций, а именно:
  - а) устранение смещения каналов демодулятора ФМ-4;
  - б) инвертирование фаз канальных сигналов демодулятора ФМ-4.

Первый счетчик с инвертором на входе принимает решение о сохранении режима работы коммутатора, а второй счетчик принимает решение о наличии смещения каналов демодулятора ФМ-4.

Пороги счетчиков соответственно  $\mu_1$  и  $\mu_2$  выбираются равными, т.е.  $\mu_1 = \mu_2 = \mu$ , а их конкретные значения и длина интервала анализа формирователя выбираются исходя из обеспечения заданной (требуемой) достоверности передачи информации, т.е. чтобы вероятность ошибок, вносимых устройством устранения фазовой неопределенности  $P_{\text{ош.фн}}$ , была достаточно малой и этими ошибками можно было бы пренебречь. Теоретически просчитано и экспериментально подтверждено для этого необходимо, чтобы эта вероятность была на 3–4 порядка меньше допустимой вероятности ошибочного приема информации, т.е.  $P_{\text{ош.фн}} \leq (10^{-3} - 10^{-4}) P_{\text{ош.доп}}$ , где  $P_{\text{ош.доп}}$  — допустимая вероятность ошибочного приема информации [4–7].

Принимая биномиальный закон распределения ненулевых и нулевых символов в синдромной последовательности, находим интервал анализа  $l_A$  и значение порога  $M$ , решая численным методом следующее выражение:

$$P_{\text{у.ф.н.}} = \sum_{i=\mu}^{l_A} C_{l_A}^i P_k^i (1 - P_k)^{l_A - i}, \quad (2)$$

где  $P_k$  — вероятность ошибок в канале связи.

Так как при искажении в канале связи одного информационного символа происходит размножение ненулевых символов СП в  $J$  ( $J$  — число ортогональных проверок СК) раз, то в выражении (2)  $P_k$  следует принять равной  $P_k' = J P_k$  [1, 7].

### Экспериментальная часть

При первоначальном включении аппаратуры и срыве синхронизма демодулятора ФМ-4 распределение каналов  $I_1(D)$  и  $I_2(D)$  на входе коммутатора (на входе порогового декодера СК) может быть произвольным. Пусть наблюдается состояние смещения каналов и инвертирование фаз сигналов, т.е.  $\tilde{I}_1(D)$  и  $\tilde{I}_2(D)$ . В этом случае по окончании интервала анализа на выходе каждого счетчика формируется сигнал с уровнем логической единицы (ненулевые двоичные символы), которые поступают на соответствующие входы дешифратора (ДШ); дешифрируется команда 11 и осуществляется переключение каналов демодулятора ФМ-4 из состояния  $\tilde{I}_2(D)$  и  $\tilde{I}_1(D)$  в состояние  $\hat{I}_1(D)$  и  $\hat{I}_2(D)$ , т.е. каналы распределены правильно, но фазы сигналов проинвертированы и, следовательно, наблюдается эффект "обратной" работы демодулятора. В этом состоянии в СП формируется наибольшее количество ненулевых синдромных символов, которые поступают на вход первого счетчика через инвертор, а на вход второго счетчика без инверсии; это приводит к срабатыванию данного счетчика (порог  $\mu_2 = \mu$  превышен) и не приводит к срабатыванию первого счетчика (порог  $\mu_1 = \mu_2 = \mu$  не превышен). В результате формируется команда 10, которая поступает на вход ДШ. Выходным сигналом второго счетчика D-триггер устанавливается в нулевое состояние, а сформированный им сигнал осуществляет инвертирование канальных символов, т.е. перевод каналов из состояния  $\hat{I}_1(D)$  и  $\hat{I}_2(D)$  в состояние  $I_1(D)$  и  $I_2(D)$  (в нормальный режим работы демодулятора ФМ-4 и порогового декодера СК).

Таким образом, устранение фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4 и восстановление ветвевой (цикловой) синхронизации порогового декодера СК с  $R=1/2$  осуществляется за два цикла поиска, и за один цикл поиска осуществляется устранение фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4, т.е. когда каналы смещены (состояние  $I_2$  и  $I_1$ ), а инверсия сигналов отсутствует.

В режиме полного синхронизма, т.е. когда каналы и фазы сигналов на приемной и передающей сторонах одинаковы, происходит превышение порога первого счетчика и не происходит превышения порога второго счетчика; в результате формируется команда 01 и в этом случае сохраняются режимы работы демодулятора ФМ-4 и порогового декодера. В режиме синхронизма и при наличии в канале связи ошибок, не превышающих корректирующую способность СК, сформированные ненулевые синдромные символы не приводят к превышению порогов счетчиков, а сформированная счетчиками команда 00 не нарушает режимы работы демодулятора ФМ-4 и порогового декодера СК.

Следовательно, среднее время устранения фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4 равна [4, 7].

$$\bar{t}_{y.f.n} = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^4 x_i l_A = \frac{1}{4} l_A (4x_i \tau = \frac{1}{4} l_A (0+1+1+2) = l_A \tau_1, \text{ с} \quad (3)$$

где  $x_i$  — количество циклов, необходимых для устранения фазовой неопределенности при разном распределении каналов и фаз сигналов демодулятора ФМ-4.

Средняя длина пакета ошибок на выходе порогового декодера зависит от времени устранения фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4 и может быть определена следующим равенством неравенством [4, 7]:

$$\bar{t}_n = \frac{B}{2} \bar{t}_{y.f.n}, \text{ ДВ. СИМВ.}, \quad (4)$$

где  $B$  — скорость передачи информации на входе демодулятора ФМ-4.

Данный метод устранения фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4 обеспечивает в 1,25 раза меньше длину пакетов ошибок на выходе декодера СК, чем методы устранения фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4, описанные в [2, 5]. Кроме того, введение коррекции синдромных символов позволяет в  $J$  раз уменьшить интервал анализа  $l_A$  и, следовательно,

уменьшить  $\bar{t}_{y.ф.н.}$  и  $\bar{t}_n$ , т.е. повысить достоверность передачи информации. Однако следует отметить, что при использовании высокоскоростных СК ( $R \geq 2/3$ ) данный метод требует существенных изменений в алгоритм обнаружения и устранения фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4. От данного недостатка свободен метод устранения фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4 на основе использования алгоритма работы устройства ветвевой синхронизации (УВС) порогового декодера СК.

### Метод устранения фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4 на основе алгоритма работы устройства ветвевой синхронизации декодера сверточного кода

Методы устранения фазовой неопределенности на основе использования УВС порогового декодера СК могут иметь различные варианты реализации и соответственно обеспечивать различные количественные и качественные характеристики систем передачи информации. Все известные методы и устройства устранения фазовой неопределенности когерентных демодуляторов ФМ-4 на основе использования УВС пороговых декодеров СК не приводят к снижению корректирующей способности СК и не требуют введения дополнительной избыточной информации [1, 2, 4, 7].

Выполним анализ количественных и качественных характеристик метода устранения фазовой неопределенности когерентного демодулятора ФМ-4 на основе использования алгоритма работы УВС порогового декодера СК с  $R = k_o/n_o \geq 2/3$ , когда в качестве информации ( $\Pi$ ) для работы УВС порогового декодера СК используется  $M$  — последовательность, символы которой на передающей стороне суммируются по модулю два с символами проверочной последовательности ( $P_{пер}(D)$ ), т.е.

$$\Pi = M \oplus P_{пер} \quad D = M \oplus \sum_{j=1}^{k_o} I^j \quad D \quad G^j \quad D \quad (5)$$

где  $I(D)$  — передаваемые информационные символы;  $G(D)$  — порождающие полиномы СК;  $M$  — символы  $M$ -последовательности.

При анализе количественных и качественных характеристик данного метода устранения фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4 принимаем, что в дискретном канале связи (ДКС) производится независимое (раздельное) кодирование-декодирование нечетных и четных информационных символов СК равной скорости передачи кодов; кодовые символы потоков  $T_1(D)$  и  $T_2(D)$  поступают соответственно на вход синусного и косинусного каналов модулятора ФМ-4. Символы генератора  $M$ -последовательности суммируются по модулю два с проверочными символами канального кодера нечетных информационных символов. Устройство ветвевой синхронизации рассматриваемого метода устранения фазовой неопределенности подключается к соответствующему выходу коммутатора распределения информации порогового декодера СК синфазного канала демодулятора ФМ-4. На рис. 2 приведены обобщенные структурные схемы передатчика ( $a$ ) и приемника ( $b$ ) канала передачи данных синфазного канала демодулятора.

Возможны два варианта работы данного метода устранения фазовой неопределенности когерентного демодулятора ФМ-4.

Первый вариант работы предусматривает после каждого переключения каналов демодулятора, т.е.  $T_1(D)$  и  $T_2(D)$  осуществлять поиск ветвевой синхронизма (ВС) демультипликатора (ДМХ-1/ $n_o$ ,  $n_o = k_o + 1$  — количество выходных ветвей или информационных подпотоков) порогового декодера СК. Если через  $\epsilon$  циклов ( $\epsilon > 1$ ) поиска ВС ДМХ-1/ $n_o$  порогового декодера не устанавливается, то формируется сигнал управления на переключение каналов демодулятора и инвертирование фаз сигналов и вновь производится поиск ВС ДМХ-1/ $n_o$ . Данный режим работы УВС порогового декодера сохраняется до установления правильного распределения каналов демодулятора ФМ-4 и ВС ДМХ-1/ $n_o$  порогового декодера СК.

Среднее время устранения фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4 при реализации данного варианта работы составляет

$$\bar{t}_{y.ф.н.} = 4\epsilon \bar{t}_{y.в.с.} \quad с. \quad (6)$$

где  $4$  — коэффициент, определяющий порядок неоднозначности фаз демодулятора ФМ-4,  $\bar{\varepsilon}$  — среднее количество циклов до первого момента устранения фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4;  $\bar{t}_{y.g.c}$  — среднее время установления ветвевго синхронизма ДМХ-1/ $n_0$  порогового декодера.

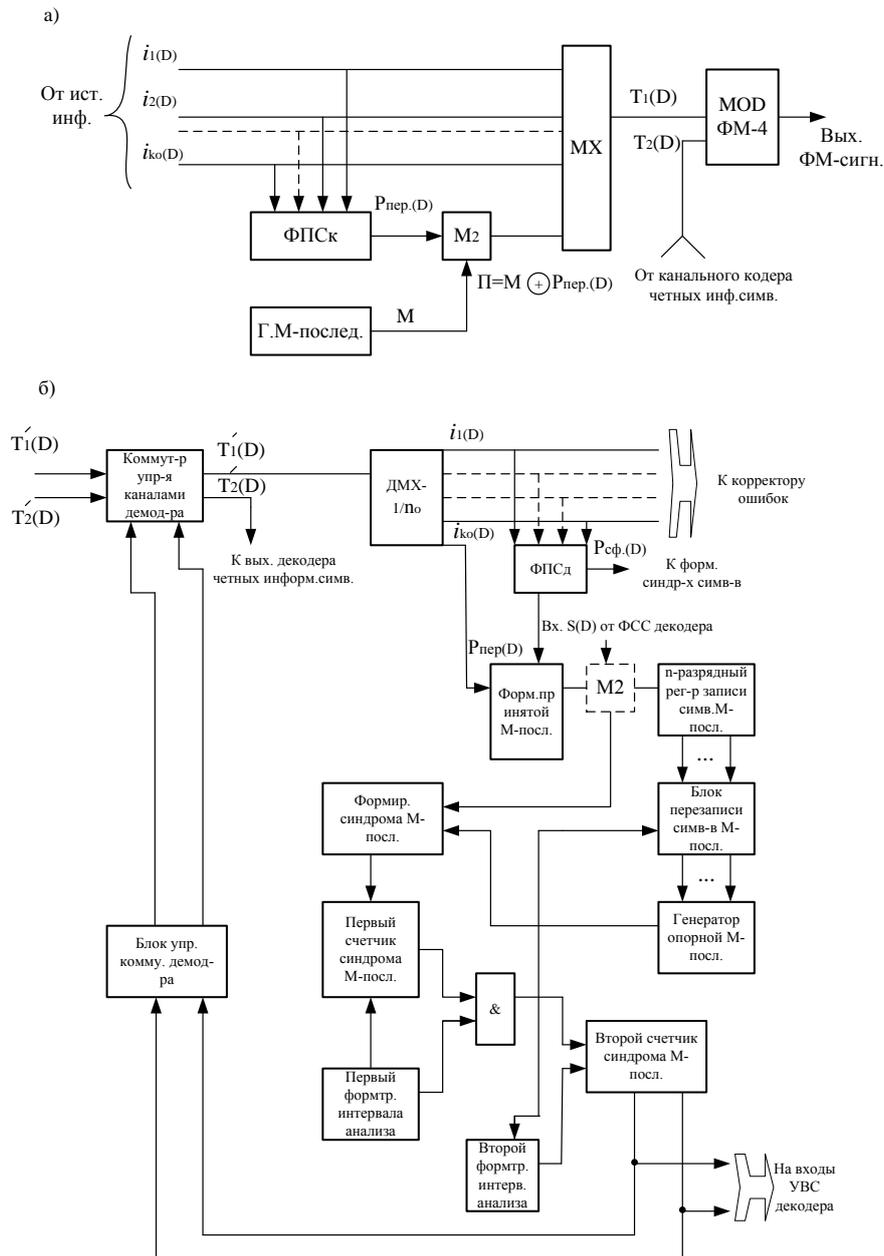


Рис. 2. Обобщенная структурная схема канала передачи данных с устранением фазовой неопределенности когерентного демодулятора ФМ-4 на основе алгоритма работы УВС: *a* — передатчик канала данных; *b* — приемник канала данных

Второй вариант работы предусматривает при произвольном начальном распределении информационных подпотоков  $i_1(D) \div I_{n_0}(D)$  ДМХ-1/ $n_0$  декодера выполнять поочередное переключение каналов демодулятора ФМ-4, т.е.  $T_1(D)$  и  $T_2(D)$ . Для управления блоком коммутации каналов демодулятора формируются четыре команды:

00 — режим синхронной и синфазной работы демодулятора ФМ-4 и ДМХ-1/ $n_0$  порогового декодера;

01 — инвертирование фаз (полярности) канальных (кодовых) символов  $T_1(D)$  и  $T_2(D)$ ;

10 — устранение смещения каналов демодулятора ФМ-4;

11 — инвертирование фаз смещенных каналов демодулятора и сдвиг на одну ветвь информационных подпотоков ДМХ-1/ $n_0$  порогового декодера.

В приведенной схеме порогового декодера СК устранение фазовой неопределенности когерентного демодулятора ФМ-4 и установление ВС ДМХ-1/ $n_0$  порогового декодера СК осуществляется на основе анализа символов М-последовательности, передаваемой по синфазному каналу ДКС.

При первоначальном включении аппаратуры передачи данных или при срыве синхронизма опорной частоты демодулятора ФМ-4 на первом входе ( $T_1(D)$ ) блока коммутации каналов демодулятора ФМ-4 может наблюдаться одна из четырех вышеперечисленных возможностей распределения каналов демодулятора, а именно: 01 — каналы демодулятора распределены правильно, но фазы сигналов инвертированы; 10 — каналы демодулятора смещены, т.е. на вход  $T_1(D)$  поступают каналные (кодовые) символы потока  $T_2(D)$ ; 11 — каналы демодулятора смещены и фазы сигналов инвертированы.

Предположим, что в начальный момент времени (анализа системы) каналы демодулятора распределены правильно, но фазы сигналов инвертированы, т.е.  $T_1 D$  и  $T_2 D$ , а начальное состояние счетчика блока управления каналами демодулятора — 00.

Инвертированные кодовые символы  $T_1 D$  демодулятора поступают на вход ДМХ-1/ $n_0$  порогового декодера, на выходе которого распределение информационных подпотоков будет произвольным. В результате суммирования по модулю двух символов, поступающих на соответствующие входы формирователя принятой М-последовательности, будет сформирована случайная последовательность, отличная от М-последовательности. Символы данной последовательности поступают одновременно на вход формирователя синдрома М-последовательности и  $n$ -разрядного регистра записи символов М-последовательности. По заполнении регистра сдвига данного блока осуществляется их перезапись в генератор опорной М-последовательности, который формирует в этом случае символы, отличные от опорной М-последовательности. Сформированные символы "М-последовательности" поступают одновременно на соответствующие входы первого формирователя интервала анализа и формирователя синдрома М-последовательности.

### Результаты и их обсуждение

Результаты сравнения символов, поступивших последовательностей, поступают на соответствующий вход первого счетчика синдрома М-последовательности; производится подсчет количества ненулевых символов на интервале анализа  $l_{A1}$ , задаваемого первым формирователем интервала анализа. В случае превышения установленного порога  $\eta_1$  схемой совпадения формируется импульс перезаписи информации из  $n$ -разрядного регистра сдвига записи символов М-последовательности в генератор опорной М-последовательности и цикл работы вышеперечисленных блоков устройства повторяется. Одновременно импульс перезаписи информации поступает на соответствующие входы второго счетчика синдрома М-последовательности с порогом срабатывания  $\eta_2$  и второго формирователя интервала анализа  $l_{A2}$ .

Интервалы анализа  $l_{A1}$  и  $l_{A2}$  и значения порогов  $\eta_1$  и  $\eta_2$  выбираются исходя из обеспечения допустимой вероятности ошибочного приема информации, или вероятности ошибочного декодирования. В случае превышения порога  $\eta_2$  к моменту окончания второго интервала анализа  $l_{A2}$  на выходе второго счетчика синдрома М-последовательности формируется сигнал управления 01, который выходным сигналом второго формирователя интервала анализа переписывается на входы блока управления коммутатором демодулятора. В результате перезаписи "старой" (предыдущей) команды в блоке управления будет записана команда 01, которая поступит на входы коммутатора управления каналами демодулятора ФМ-4; по данной команде выполнится инвертирование фаз сигналов демодулятора, т.е. инвертирование символов кодовых последовательностей  $T_1 D$  и  $T_2 D$  в последовательности  $T_1 (D)$  и  $T_2 (D)$ . Далее алгоритм работы устройства повторяется аналогичным образом.

Если устранение фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4 и установление ВС ДМХ-1/ $n_0$  порогового декодера СК не выполняется вплоть до формирования команды 11,

то при переходе от команды 11 к команде 00 одновременно с сигналом переключения каналов демодулятора ФМ-4 формируется сигнал управления ДМХ-1/ $n_0$  от УВС порогового декодера; производится переключение каналов демодулятора ФМ-4 и перераспределение выходных информационных подпотоков ДМХ-1/ $n_0$  порогового декодера СК. Далее работа устройства устранения фазовой неопределенности когерентного демодулятора ФМ-4 и ВС ДМХ-1/ $n_0$  осуществляется аналогичным образом, т.е. выполняется последовательный перебор состояния каналов демодулятора ФМ-4 и сдвиг на одну ветвь (выход) информационных подпотоков ДМХ-1/ $n_0$  порогового декодера вплоть до правильного распределения каналов демодулятора ФМ-4 и установление ВС ДМХ-1/ $n_0$  порогового декодера.

В режиме "полного" синхронизма демодулятора ФМ-4 и ВС ДМХ-1/ $n_0$  порогового декодера на выходе формирователя синдрома М-последовательности формируется "практически" нулевая последовательность, количество ненулевых символов, в которой определяется структурой ошибок в канале связи, а также структурой и количеством порождающих полиномов СК. Выбор параметров  $l_{A1}$  и  $l_{A2}$ , а также  $\eta_1$  и  $\eta_2$  осуществляется с учетом размножения ненулевых символов в синдроме М-последовательности. При выполнении данного условия в режиме правильного распределения каналов демодулятора ФМ-4 и ДМХ-1/ $n_0$  превышение порогов  $\eta_1$  и  $\eta_2$  не происходит и вся система связи будет находиться в синхронизме.

При возникновении фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4 или срыве ВС ДМХ-1/ $n_0$  порогового декодера начинается новый цикл поиска правильного распределения каналов демодулятора ФМ-4 и установление ВС ДМХ-1/ $n_0$  порогового декодера.

Среднее время устранения фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4 и установление ВС ДМХ-1/ $n_0$  порогового декодера СК составляет [4, 7]:

$$\bar{t}_{у.ф.н.} = 4 n_0 (l_{A1} + l_{A2} + l_{A3}) \tau, с. \quad (7)$$

где 4 — коэффициент неоднозначности демодулятора ФМ-4;  $n_0$  — количество выходных информационных подпотоков ДМХ-1/ $n_0$ ;  $\tau$  — длительность синдромного символа М-последовательности, равная  $\tau=1/B_i$ ;  $B_i$  — скорость передачи канальных символов одного подпотока,  $i=1 \dots n_0$ ;  $l_{A1}$ ,  $l_{A2}$  и  $l_A$  — интервалы анализа соответствующих формирователей.

В таблице приведены средние значения пакетов ошибок на выходе пороговых декодеров СК с равной корректирующей способностью ( $J=4$ ), и скоростью передачи СК ( $R=\text{const}$ ) при использовании предложенных и известных методов устранения фазовой неопределенности когерентных демодуляторов ФМ-4.

**Результаты сравнения методов устранения фазовой неопределенности на основе сверточных кодов**

$\bar{t}_n$ , дв.симв.	Способы устранения фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4		
	На основе работы порогового декодера	На основе работы устройства ветвевой синхронизации декодера сверточного кода	
$R=k_0/n_0$		Первый вариант работы УВС	Второй вариант работы УВС
$R=1/2$	$\bar{t}_n = l_A$ , бит	$\bar{t}_n = \varepsilon l_A$ , бит	$\bar{t}_n = \varepsilon (l_{A1} + l_{A2} + l_A)$ , бит
$R=k_0/n_0, k_0 \geq 2$	$\bar{t}_n = k_0 l_A$ , бит	$\bar{t}_n = 4 \varepsilon l_A$ , бит	$\bar{t}_n = 4 n_0 (l_{A1} + l_{A2} + l_A)$ , бит
$R=1/2, J=4$ $m=6$ — максимальная степень порождающего полинома	$\bar{t}_n = 3 n_A = 52$ бит $P_k = 10^{-4}$ — вероятность канальной ошибки	$\bar{t}_n = 2 \cdot 10^4$ бит $P_k = 10^{-4}$	$\bar{t}_n = 1,7 \cdot 10^4$ бит $P_k = 10^{-4}$

### Заключение

Из приведенной таблицы следует, что наименьшее время устранения фазовой неопределенности когерентного демодулятора ФМ-4 и наименьшая длина пакета ошибок на выходе порогового декодера СК наблюдается при использовании метода устранения фазовой неопределенности на основе работы порогового декодера СК с  $R=1/2$ . Однако данный метод устранения фазовой неопределенности требует существенной доработки устройства при использовании СК с  $R \geq 2/3$ . Первый метод устранения фазовой неопределенности на основе использования

алгоритма работы УВС порогового декодера обеспечивает большую длину пакета ошибок на выходе порогового декодера за счет раздельного поиска синхронизма демодулятора ФМ-4 и ВС ДМХ-1/ $n_0$ . Основной вклад в вероятность ошибочного декодирования вносит коэффициент  $\varepsilon$ , определяющий количество полных циклов для установления синхронизма демодулятора ФМ-4 и ДМХ-1/ $n_0$  порогового декодера СК. Экспериментально установлено, что при увеличении канальных ошибок ( $P_k$ ) среднее время устранения фазовой неопределенности демодулятора ФМ-4 увеличивается примерно на порядок, а средняя длина пакетов ошибок на выходе порогового декодера СК увеличивается примерно в 1,2 раза.

По сравнению с известными методами и устройствами устранения фазовой неопределенности когерентных демодуляторов ФМ-4 (Патент США № 3806647(11) — для СК с  $R \geq 1/2$  и А.с. СССР № 1095428(7) — для СК с  $R \geq 2/3$ ) рассмотренные методы устранения фазовой неопределенности когерентных демодуляторов ФМ-4 при  $P_k = \text{const}$  обеспечивают соответственно в 1,25 и 1,3 раза меньшую длину пакета ошибок на выходе порогового декодера СК.

Помехоустойчивость метода устранения фазовой неопределенности когерентных демодуляторов ФМ-4 на основе использования алгоритмов работы УВС порогового декодера СК увеличивается за счет использования символов М-последовательности, что исключает формирование длинных проверочных последовательностей, состоящих из одних нулевых символов. Кроме того, на приемной стороне можно ввести коррекцию ненулевых символов М-последовательности (трансформированных ошибок в М-последовательность канальными ошибками) синдромными символами порогового декодера: данная связь на рис. 2 обозначена пунктиром.

Рассмотренные методы устранения фазовой неопределенности когерентных демодуляторов ФМ-4 на основе использования алгоритмов работы УВС порогового декодера применимы как для ДКС с более высокой кратностью фаз когерентных демодуляторов (ФМ-N,  $N \geq 8$ ), так и при использовании демодуляторов с относительной фазовой модуляцией (ОФМ-N,  $N \geq 4$ ). Устранение фазовой неопределенности ДКС с ФМ-N осуществляется без снижения корректирующей способности СК.

## THRESHOLD DECODING CONVOLUTIONAL CODES IN COMMUNICATION CHANNELS WITH PHASE UNCERTAINTY

AHMED SAID ALALEM, A.I. KOROLEV, V.K. KONOPELKO

### Заключение

Methods of elimination of the phase uncertainty, providing 10 times less depth of reproduction of errors in comparison with known are offered. It is established, that elimination of phase uncertainty of a discrete communication channel is carried out without decrease in correcting ability convolutional codes. On comparison with known methods and devices eliminations phase uncertainty coherent demodulator FM-4, examined methods by  $P_k = \text{const}$  provide according in 1,25 and 1,3 times smaller length error packet on output threshold decoder convolutional codes.

### Литература

1. Витерби А., Омура Дж. Принципы цифровой связи и кодирования / Пер. с англ. М., 1982.
2. Эффективная передача цифровых сигналов в спутниковых каналах с ограниченной полосой частот и мощностью // Экспресс-информация. Информсвязь. Сер. Радиосвязь, радиовещание и телевидение. 1979. Вып. 8. С. 1–32.
3. Банкет В.Л., Ляхов А.Н. Применение сверточных кодов в системах связи с фазовой манипуляцией. Зарубежная радиоэлектроника. 1981. № 8. С. 3–23.
4. Королев А.И. Ветвящая синхронизация кодеров сверточных кодов. Минск, 1998.
5. Банкет В.Л., Дорофеев В.М. Цифровые методы в спутниковой связи. М., 1988.
6. Гизатулин Р.З., Мартин Ю.Н. Применение псевдослучайных последовательностей для цикловой синхронизации сверточных кодов // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТПС. 1972. Вып. 5.
7. Королев А.И. Модифицированные алгоритмы порогового декодирования сверточных кодов. Минск, 1998.