Адаптивный порог принятия решения на основе апостериорной обработки сигналов

Adaptive threshold of decision-making based on aposterior signal processing

Дворников / Dvornikov S.
Сергей Сергеевич
(dvornik.92@mail.ru)
кандидат технических наук.
ФГКВОУ ВО «Военная академия связи
имени Маршала Советского Союза
С. М. Буденного» МО РФ,
начальник лаборатории.
г. Санкт-Петербург

Ключевые слова: адаптивный порог принятия решения – adaptive decision threshold; демодуляция сигналов – signal demodulation; когнитивная оценка результатов апостериорной обработки – cognitive assessment of the results of a posteriori processing; структурные помехи – structural interference.

Представлены результаты разработки аналитической модели коррекции порога принятия решения при демодуляции сигналов. Рассмотрен подход к управлению порогом принятия решения по результатам апостериорных вероятностей проявления демодулированных символов. Обоснован переход к учету демодулированных символов на длительности корректирующей последовательности, что позволило адаптировать разработанное техническое решение к его программно-аппаратной реализации. Представлены результаты сравнительной оценки с известными решениями в данной предметной области.

The results of the development of an analytical model for the correction of the decision threshold for signal demodulation are presented. The approach to managing the decision threshold by the results of posterior probabilities of manifestation of demodulated symbols is considered. The transition to accounting for demodulated symbols for the duration of the correcting sequence is substantiated, which made it possible to adapt the developed technical solution to its software and hardware implementation.
The results of a comparative assessment with known solutions in this subject area are presented.

Введение

Демодуляция сигналов в сложной помеховой обстановке является достаточно сложной задачей. Именно поэтому исследованию данного вопроса посвящено множество фундаментальных трудов, среди которых особое место занимают работы, связанные с обоснованием критериев и принципов принятия решения [1–4]. Разработанные теоретические основы принятия решения в условиях неоднозначности о наличии сигнала в обрабатываемой реализации, широко используются в радиотехнике, и реализованы в радиоэлектронных системах различного назначения, в том числе на уровне изобретений [5–8].

Дальнейшее совершенствование технологий цифровой обработки сигналов позволило развивать данное научное направление, которое нашло отражение в целом ряде работ, часть из которых представлена в [9–16]. В частности, в [16] представлен интересный подход к принятию решений при демодуляции, основанный на обработке апостериорной вероятности о полученных символьных значениях. Это направление затем получило развитие в [5, 8, 10, 11].

Анализ указанных источников показал, что в своей основе они базируются на изначальную рандомизацию источников. Однако на практике сложно обеспечить такие условия, поскольку применение M-последовательностей не исключает наличие повторяющихся серий логических «1» и «0». Учитывая указанное обстоятельство, в настоящей статье предложена новая аналитическая модель адаптивной коррекции уровня порога принятия решения (ППР) по результатам когнитивной обработки демодулированных символов.

Теоретическое обоснование выбора порога принятия решения по результатам апостериорной обработки демодулированных сигналов

Как правило, ошибки демодуляции возникают вследствие негативного воздействия канальных шумов и помех [1], среди которых наибольшую опасность представляют структурные помехи, ввиду сложности их идентификации устройствами принятия решения [17, 18]. Характерной особенностью проявления структурных помех является наличие относительно длинных серий одинаковых символов на выходе демодулятора [19, 20]. В [21, 22] показано, что в условиях структурных помех рациональным видится применение в качестве ППР построенного критерия максимума апостериорной веро-

3 2020.indd 26 11.09.2020 17:00:29

ятности, позволяющего обеспечить минимум средней вероятности полной ошибки.

Вместе с тем в [16] предлагается подходить к демодуляции с позиций рассмотрения обратного канала. Указанная идея базируется на том, что демодуляция сигналов бинарной модуляции заключается в отображения сигнального вектора принятой реализации $\mathbf{z}_k$, где $k = 0,1$, в пространстве его допустимых значений $V_k = \{V_0, V_1\}$, где $s_0 \in V_0$, а $s_1 \in V_1$, см. рис. 1.

Граница, разделяющая пространства $V_k = \{V_0, V_1\}$ на области V_1 и V_0, на практике определяется пороговым значением напряжения $U_{\text{пор}}$, который непосредственно выставляют в демодуляторе [5]. В свою очередь, значение напряжения $U_{\text{пор}}$ выбирают исходя из величины l, которая при условии отсутствия помех в канале обеспечивает для рандомизированного битового потока одинаковую апостериорную вероятность проявления элементов «1» и «0», определяемую равенством $p(z \mid s_1) = p(z \mid s_0)$.

В гауссовом канале в [3] обоснован выбор порога, определяемого следующим выражением:

$$\Delta l = \frac{1}{d} \ln \frac{p(s_0)}{p(s_1)}, \tag{1}$$

где d – геометрическая разность сигнальных векторов $\mathbf{s}_1$ и $\mathbf{s}_0$, а $p(s_1)$ и $p(s_0)$ – априорные вероятности проявления в канале.

Заметим, что в соответствии с (1) равенство $p(s_1) = p(s_0)$ обеспечивает приращение значения $\Delta l = 0$, т.е. смещения изначальной границы области принятия решения не происходит. В то же время любое нарушение условия $p(s_1) = p(s_0)$ приведет к изменению границы в соответствии с выражением (1).

В качестве примера на рис. 1 показаны значения изменения ППР, в соответствии с (1) при соотношении $p(s_0) / p(s_1) = 1,2$ и $d = 1$.

Таким образом, выражение (1) определяет выбор значения ППР при отнесении принятой реализации $\mathbf{z}_k$ к одной из областей V_1 и V_0 по результатам априорных вероятностей $p(s_1)$ и $p(s_0)$, т.е. когда изначально известно соотношение проявления сигнальных векторов $\mathbf{s}_1$ и $\mathbf{s}_0$ в канале.

Но поскольку структурные помехи могут привести к изменению указанных соотношений вероятностей, то предлагается перейти к анализу апостериорных вероятностей, характеризующих частость проявления сигналов s_1 и s_0 при передаче N символов

$$\tilde{p}(s_1) = \frac{n_1}{N} \text{ и } \tilde{p}(s_0) = \frac{n_0}{N}, \tag{2}$$

где n_1 и n_0 – количество решений о приёме символа s_1, определяющего логическую «1» и символа s_0, определяющей логический «0».

Тогда $N \to \infty$ частость можно рассматривать как апостериорные вероятности появления сигналов s_1 и s_0 в канале. Именно данное условие и является основой для перехода к рассмотрению обратного канала, как раз и работающего с апостериорными значениями вероятностей. Подробный переход рассмотрен в [16, 10], где получены следующие выражения:

$$\tilde{p}(s_0) = p(s_0)p(s_0 \mid s_0) + p(s_1)p(s_0 \mid s_1)$$

$$\text{и } \tilde{p}(s_1) = p(s_1)p(s_1 \mid s_1) + p(s_0)p(s_1 \mid s_0). \tag{3}$$

Здесь $p(s_0 \mid s_0)$ – условная вероятность принятия решения о сигнале s_0, при передаче сигнала s_0; $p(s_0 \mid s_1)$ – условная вероятность принятия решения о сигнале s_0, при передаче сигнала s_1; $p(s_1 \mid s_1)$ – условная вероятность принятия решения о сигнале s_1, при передаче сигнала s_1; $p(s_1 \mid s_0)$ – условная вероятность принятия решения о сигнале s_1, при передаче сигнала s_0.

Тогда для симметричного канала имеем:

$$p(s_0 \mid s_0) = p(s_1 \mid s_1) = p, \; p(s_0 \mid s_1) = p(s_1 \mid s_0) = 1 - p, \tag{4}$$

$$\tilde{p}(s_0) = p(s_0)p + p(s_1)(1-p), \; \tilde{p}(s_1) = p(s_1)p + p(s_0)(1-p). \tag{5}$$

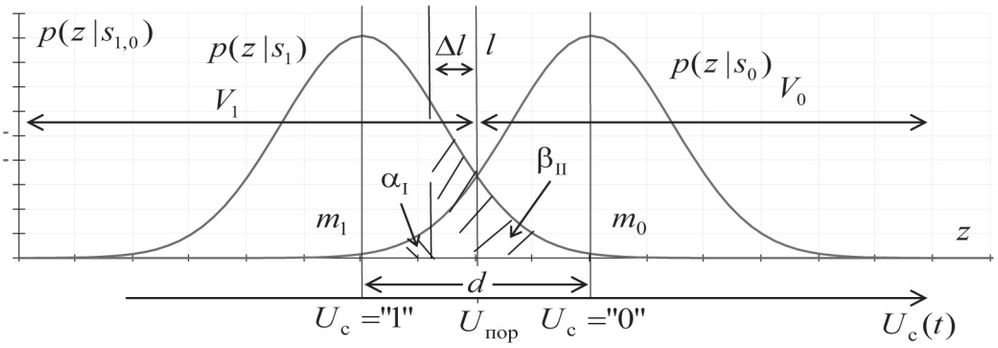

Рис. 1. Принцип регулирования порога принятия решения

3 2020.indd 27 11.09.2020 17:00:31

Из условия (4) следует, что для изначально равновероятных сигналов ($p(s_1) = p(s_0)$), даже при наличии ошибок в канале, априорные вероятности передачи сигналов равны апостериорным вероятностям. Другими словами, по результатам их демодуляции получим $p(s_1) = \tilde{p}(s_1)$ и $p(s_0) = \tilde{p}(s_0)$.

Таким образом, следует заключить, что для симметричного канала с равновероятностными сигналами совпадение априорных и апостериорных вероятностей не свидетельствует об отсутствии ошибок.

Но поскольку граница принятия решения между областями V_1 и V_0 зависит и от $p(s_1)$ и $p(s_0)$, и от $\tilde{p}(s_1)$ и $\tilde{p}(s_0)$,то решение задачи демодуляции бинарных сигналов можно свести к нахождению границы разделения между областью допустимых значения сигналов s_1 и s_0 с позиций минимизации полной вероятности ошибки двоичного канала, определяемого [11]

$$p_{\text{ош}} = p(s_1)p(s_0 \mid s_1) + p(s_0)p(s_1 \mid s_0). \quad (6)$$

Однако заметим, что поскольку выражение (6) не учитывает апостериорную вероятность результатов демодуляции $\tilde{p}(s_1)$ и $\tilde{p}(s_0)$, то целесообразно перейти к рассмотрению обратного канала, позволяющего оперировать указанными понятиями. Тогда вероятность полной ошибки в терминах обратного канала определим следующим образом:

$$\tilde{p}_{\text{ош}} = \tilde{p}(s_1)p(s_1 \mid s_0) + \tilde{p}(s_0)p(s_0 \mid s_1). \quad (7)$$

Очевидно, что минимизация ошибки в обратном канале будет эквивалентна минимизации ошибки в прямом канале. Но если ввиду наличия структурных помех в канале сложно оперировать априорными вероятностями, то апостериорные можно получить уже по результатам обработки.

С указанных позиций общую ошибку демодуляции сигнала рассмотрим как результат суммарных ошибок в прямом и обратном каналах

$$p_{\text{рез}} = p_{\text{ош}} + \tilde{p}_{\text{ош}} = (p(s_1) + \tilde{p}(s_0))p(s_0 \mid s_1) + \\ + (p(s_0) + \tilde{p}(s_1))p(s_1 \mid s_0). \quad (8)$$

Выражение (8) представляет аналитическую модель расчета вероятности ошибки демодуляции как функция априорной и апостериорной вероятностей.

Предложения по коррекции порога принятия решения на основе когнитивного подхода

Модель (8) обеспечивает минимизацию результирующей ошибки только при условии в стационарных условиях, обеспечивающих высокую точность расчета вероятностных значений. Однако при воздействии структурных помех необходима коррекция выражения (8). В целях ее реализации будем полагать, что условные вероятности $p(s_0 \mid s_1)$ и $p(s_1 \mid s_0)$ представляют собой вероятность попадания принятой реализации $z_{1,0}$ в одну из разрешенных областей V_1 и V_0. Тогда, согласно [4], условные вероятности $p(s_0 \mid s_1)$и $p(s_1 \mid s_0)$ можно рассматривать как значения функции плотности распределения случайной величины $z_{1,0}$ в областях V_1 и V_0, определяемых следующими выражениями:

$$q_1 = \frac{\mathrm{d}p(s_0 \mid s_1)}{\mathrm{d}V} \text{ и } q_0 = \frac{\mathrm{d}p(s_1 \mid s_0)}{\mathrm{d}V}. \quad (9)$$

В этом случае условные вероятности можно представить как

$$p(s_0 \mid s_1) = \int_{V_0} q_1 \mathrm{d}V, \; p(s_1 \mid s_0) = \int_{V_1} q_0 \mathrm{d}V \; . \quad (10)$$

С учётом равенств (10) аналитическую модель (8) представим в следующем виде:

$$p_{\text{рез}} = (p(s_1) + \tilde{p}(s_0)) \int_{V_0} q_1 \mathrm{d}V + (p(s_0) + \tilde{p}(s_1)) \int_{V_1} q_0 \mathrm{d}V. \quad (11)$$

Далее, если положить что $\int_V q_1 \mathrm{d}V = \int_V q_0 \mathrm{d}V = 1$, где $V = V_1 + V_0$, то равенства (9) можно преобразовать:

$$\int_{V_0} q_1 \mathrm{d}V = 1 - \int_{V_1} q_1 \mathrm{d}V, \quad \int_{V_1} q_0 \mathrm{d}V = 1 - \int_{V_0} q_0 \mathrm{d}V. \quad (12)$$

И далее, подставляя их в модель (8), получим следующее выражение:

$$p_{\text{рез}} = (p(s_1) + \tilde{p}(s_0)) - \int_{V_1} ((p(s_1) + \tilde{p}(s_0))q_1 - \\ - (p(s_0) + \tilde{p}(s_1))q_0) \, \mathrm{d}V = \\ = (p(s_0) + \tilde{p}(s_1)) - \int_{V_0} ((p(s_0) + \tilde{p}(s_1))q_0 - \\ - (p(s_1) + \tilde{p}(s_0))q_1) \, \mathrm{d}V. \quad (13)$$

Согласно условию (13), для минимизации вероятности ошибки демодуляции $p_{\text{рез}}$ необходимо максимизировать входящие в его состав интегралы. А это будет возможно только в том случае, если результат интегрирования по областям V_1 и V_0 будет положительным, т.е. если одновременно будут выполняться два взаимоисключающих неравенства:

$$(p(s_1) + \tilde{p}(s_0))q_1 > (p(s_0) + \tilde{p}(s_1))q_0 \\ \text{и } (p(s_0) + \tilde{p}(s_1))q_0 > (p(s_1) + \tilde{p}(s_0))q_1. \quad (14)$$

Это достижимо при выполнении условия

$$(p(s_1) + \tilde{p}(s_0))q_1 = (p(s_0) + \tilde{p}(s_1))q_0, \quad (15)$$

3 2020.indd 28 11.09.2020 17:00:33

которое определим как условие оптимального выбора границы между областями V_1 и V_0, достигаемого при равенстве следующего соотношения:

$$\frac{q_0}{q_1} = \frac{p(s_1) + \tilde{p}(s_0)}{p(s_0) + \tilde{p}(s_1)}. \quad (16)$$

Расчет неравенства целесообразно провести с позиций [16], предполагающих применительно к двоичному каналу введения параметров r_1 и r_0, которые характеризуют расстояния от эталонных сигналов s_1 и s_0 до принятого сигнального вектора $\mathbf{z}_{1,0}$, распределение которого, как случайной величины, для достаточно больших выборок, будет подчиняться нормальному закону.

Тогда для единичной дисперсии проучим следующее выражение:

$$q(r_{1,0}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{r_{1,0}^2}{2}\right). \quad (17)$$

И с учетом выражений (16) и (17) получим соотношение:

$$\frac{q_0}{q_1} = \exp\left(\frac{|r^2{}_1 - r^2{}_0|}{2}\right), \; |r_1{}^2 - r_0{}^2| = 2\ln\left(\frac{p(s_1) + \tilde{p}(s_0)}{p(s_0) + \tilde{p}(s_1)}\right). \quad (18)$$

Равенство (18) представляет уравнение гиперплоскости, перпендикулярной вектору $\Delta s = |s_1 - s_0|$ и пересекающей его в точке, отстоящей от середины на величину Δl, которая в конечном итоге будет определена как

$$\Delta l = \frac{1}{d}\ln\left(\frac{p(s_1) + \tilde{p}(s_0)}{p(s_0) + \tilde{p}(s_1)}\right). \quad (19)$$

Формула (19) определяет границу принятия решения при демодуляции сигнального вектора $\mathbf{z}_{1,0}$, для отнесения его к одной из разрешенных областей V_1 и V_0. При этом следует отметить, что порог каждый раз будет сдвигаться от геометрической середины между векторами s_1 и s_0 на величину Δl.

Принцип коррекции границы принятия представлен на рис. 2.

На рис. 2 изображена фазовая плоскость при квадратурной обработке сигнала $z(t)$ для условия

$$\gamma = \frac{p(s_0)}{p(s_1)} = 0{,}8$$

Особенность выражения (19) состоит в том, что оно определяется не только априорными вероятностями передачи сигналов s_1 и s_0, но зависит и от значений апостериорных вероятностей их приёма. Поэтому, зная априорные значения вероятностей передачи сигналов, можно по измеренным апостериорным значениям когнитивно, т.е. в зависимости преобладания тех или иных элементов, корректировать величину порога принятия решения таким образом, чтобы обеспечивать сохранение баланса, определяемого выражением (19).

Для рандомизированных потоков, определяющих примерное равенство вероятность появления логических символов «1» и «0», допустима гипотеза

$$p(s_1) = p(s_0) = 0{,}5, \quad (20)$$

позволяющая получить аналитическую модель, обеспечивающую коррекцию уровня ППР на основе когнитивной оценки результатов полученных значений апостериорных вероятностей проявления демодулированных символов

$$\Delta l = \frac{1}{d}\ln\left(\frac{0{,}5 + \tilde{p}(s_0)}{0{,}5 + \tilde{p}(s_1)}\right) = \frac{1}{d}\ln\left(\frac{0{,}5 + (1 - \tilde{p}(s_1))}{0{,}5 + \tilde{p}(s_1)}\right). \quad (21)$$

В интересах дальнейшего исследования построим график $\Delta l(\tilde{p}(s_1))$ для различных значений проявления вероятности $\tilde{p}(s_1)$ и $d = 1$ (см. рис. 3).

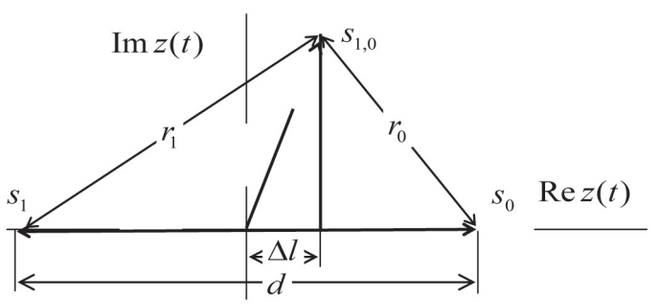

Рис. 2. Принцип формирования границы принятия

3 2020.indd 29 11.09.2020 17:00:34

Анализ полученных результатов показывает, что ввиду изменений значений $\tilde{p}(s_1)$ от 0 до 1 изменение логарифмической функции происходит практически линейно в пределах изменения величины порога $d=1$. То есть при практически 95% доминировании логических «1» в демодулированных символах приращение $\Delta l \to -1$, что сделает порог практически равным нулю. А при доминировании логических «0», когда $\tilde{p}(s_1) \to 0$, наоборот $\Delta l \to 1$, что удвоит результирующий порог.

С теоретической точки зрения результат неплохой и соответствует выдвинутой гипотезе. Однако на практике такой порог достаточно сложно эффективно применить. Во-первых, он не учитывает специфики комбинаций повторяющихся символов, свойственных при любом кодировании [19], а также используемых для синхронизации [23]. Во-вторых, равномерность изменения функции $\Delta l(\tilde{p}(s_1))$ обеспечивает достижение ее половинного уровня (пунктир на рис. 3) только при 75% доминировании логических символов «0» или «1». А учитывая, что вероятностная оценка при демодуляции обеспечивается на длительности не менее 200 символов [24], то получится, что изменение ППР на половину его значения будет обеспечено лишь при комбинации из не менее чем 150 повторяющихся символов.

В такой ситуации целесообразен переход реакции на каждый демодулированный символ, как это предложено в [5, 8, 24]. Но даже в этом случае применение модели (21) связано с определенными неудобствами. Так, на рис. 4 показан принцип изменения ППР по результатам дисбаланса корректирующей последовательности.

Принцип работы корректирующей последовательности заключается в следующем [5]. В ячейки памяти хранят равномерную последовательность «1» и «0», следующих друг за другом. При этом, когда очередной демодулированный символ записывается в первую ячейку, последний символ последовательности обнуляется, оставляя число хранящихся символов постоянным. После этого каждый раз происходит расчет апостериорных вероятностей по наличию «0» и «1» я корректирующей последовательности.

На рис. 4 показано изменение ППР для длины корректирующей последовательности, равной 60 элементам, в зависимости от изменения баланса демодулированных символов s_1. Анализ результатов достаточно интересен тем, что приращение порога явно нелинейно, так положительная динамика (половина величины порога) обеспечивается при увеличении числа s_1 на 10 единиц, а в случае уменьшения – на 14 единиц.

Очевидно, что для практических устройств демодуляции этого явно недостаточно. С учетом указанных обстоятельств, предлагается другая аналитическая модель, учитывающая рассмотренные нюансы (см. рис. 5)

$$\Delta l_0(s_1) = \operatorname{erf}\left(\frac{s_1 - L/2}{u_{\text{п}}}\right). \qquad (22)$$

Здесь L – длина корректирующей последовательности; $u_{\text{п}}$ – параметр, регулирующий величину срабатывания порога.

Анализ результатов, представленных на рис. 5, показывает, что функция коррекции изменения порога $\Delta l_0(s_1)$, определенная выражением (22), симметрична, что обеспечивает равенство ее изменений, как при возрастании числа s_1, так и при убывании. Во-вторых, амплитудные ограничения зависимости $\Delta l_0(s_1)$ при значительном изменении баланса s_1, определяемые свойствами функции ошибок $\operatorname{erf}(x)=\frac{2}{\sqrt{\pi}}\int_0^x \exp(-t^2)\,dt$, позволяют ее использовать в программно-аппаратных устройствах демодуляции, без дополнительных амплитудных ограничителей.

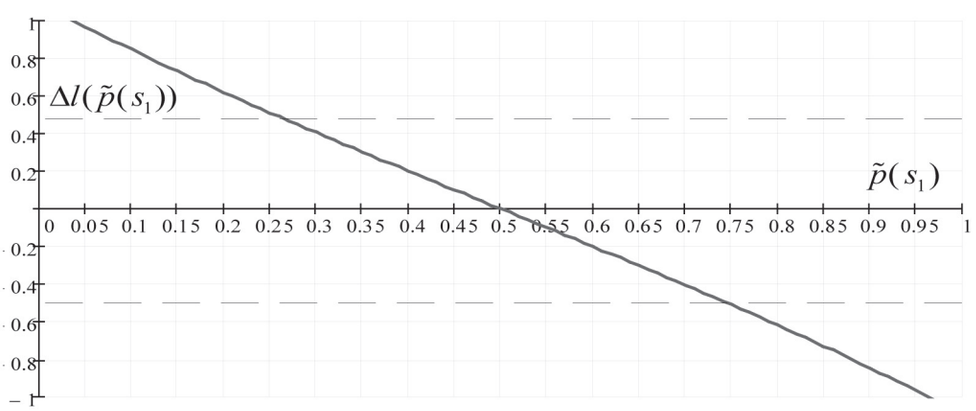

Рис. 3. Зависимость уровня коррекции порога от апостериорной вероятности проявления символов «1»

3 2020.indd 30 11.09.2020 17:00:35

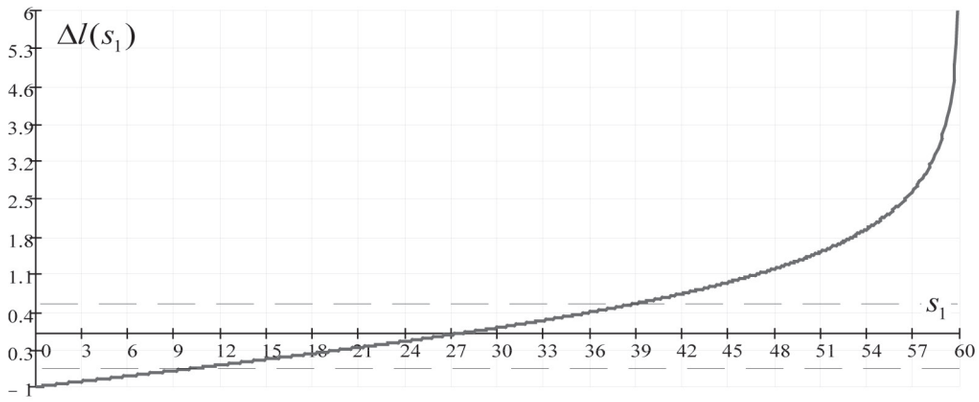

Рис. 4. Зависимость уровня коррекции порога от числа проявления символов «1» в корректирующей последовательности

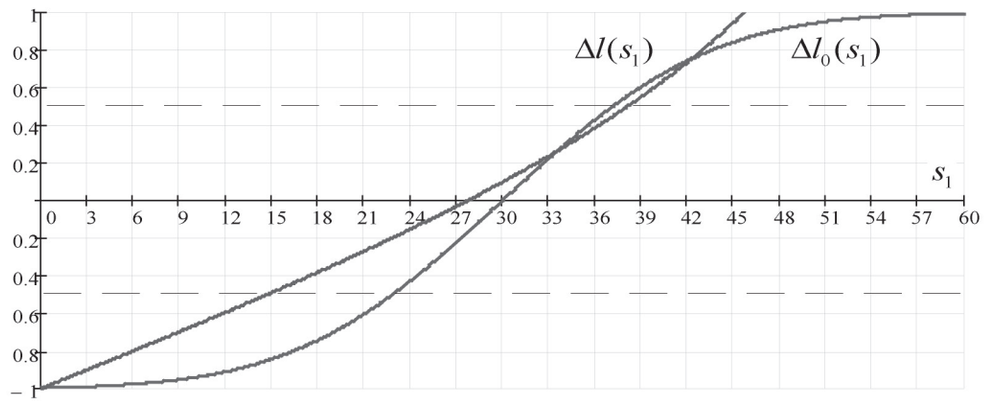

Рис. 5. Сравнение функций коррекции уровня порога от числа проявления символов «1» в корректирующей последовательности

3 2020.indd 31 11.09.2020 17:00:35

Заключение

Проведенные исследования позволили разработать аналитическую модель, обеспечивающую адаптивную коррекцию уровня порога принятия решения (ППР), по результатам когнитивной обработки демодулированных символов. Особенность модели определяется ее применимостью в программно-аппаратных средствах.

Направление дальнейшего исследования будет связано с исследованием зависимости параметра, регулирующего величину срабатывания порога от длины корректирующей последовательности.

Другое направление – приложение методов частотно-временного анализа [25, 26] в интересах повышения помехозащищенности процедур принятия решения.

Литература

1. Ван Трис, Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции / Г. Ван Трис; пер. с англ. под ред. проф. В. И. Тихонова. – М.: Сов. радио, 1975. – 344 с.

3. Возенкрафт, Дж. Теоретические основы техники связи / Дж. Возенкрафт, И. Джекобс. – М.: Мир, 1969. – 638 с.

4. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А.Г. Зюко [и др.]; под ред А.Г. Зюко. – М: Радио и связь, 1985. – 272 с.

5. Пат. № 2454014 C1 Российская Федерация, МПК H04L13/18, H04L27/00. Способ демодуляции сигналов с относительной фазовой модуляцией (варианты) / А.В. Аверьянов [и др.]; патентообладатель Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Военная академия связи имени С.М. Буденного" Министерства обороны Российской Федерации; заявл. 16.12.2010; опубл. 20.06.2012. – 16 с.

6. Пат. № 2561010 C1 Российская Федерация, МПК G01S 3/80. Способ адаптивной обработки сигнала шумоизлучения / А.Д. Консон, В.Б. Корнеева, В.Г. Тимошенков; патентообладатель ОАО "Концерн "Океанприбор"; заявл. 02.06.2014; опубл. 20.08.2015. – 8 с.

7. Пат. № 2430417 C1 Российская Федерация, МПК G06K 9/00. Способ распознавания радиосигналов / А.А. Устинов [и др.]; патентообладатель Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Военная академия связи имени С.М. Буденного" Министерства обороны Российской Федерации; заявл. 25.05.2010; опубл. 27.09.2011, Бюл. № 27. – 12 с.

8. Пат. № 2460225 C1 Российская Федерация, МПК H04L 27/22 H03D 3/02. Демодулятор сигналов с относительной фазовой модуляцией / С.В. Дворников [и др.]; патентообладатель Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Военная академия связи имени С.М. Буденного" Министерства обороны Российской Федерации; заявл. 22.08.2011; опубл. 27.08.2012. – 15 с.

9. Акимкина, Э. Э. Выбор математической модели для адаптивной системы поддержки принятия решений / Э.Э. Акимкина // Инновационные аспекты социально-экономического развития региона: Сборник статей по материалам участников VIII Ежегодной научной конференции аспирантов "МГОТУ", 2018. – С. 41–50.

10. Демодуляция сигналов с относительной фазовой манипуляцией с адаптивным порогом принятия решения / С.В. Дворников [и др.] // Информационные технологии. – 2013. – № 9. – С. 40–44.

11. Мелентьев, О. Г. Теоретические аспекты передачи данных по каналам с группирующимися ошибками / О.Г. Мелентьев; под ред. В.П. Шувалова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 232 с.

12. Дворников, С. В. Моделирование радиотехнических систем в конфликтных ситуациях когнитивного характера / С.В. Дворников, А.Ф. Крячко, А.В. Пшеничников // Волновая электроника и инфокоммуникационные системы: Сборник статей XXII Международной научной конференции. – 2019. – С. 84–89.

13. Лагуткин, В. Н. Адаптивный алгоритм обнаружения и сопровождения локализованных сигналов с неизвестной изменяющейся формой / В.Н. Лагуткин, В.Г. Репин // Радиотехника и электроника. – 2011. – Т. 56, № 7. – С. 833–838.

14. Демодуляция сигналов ОФТ на основе адаптивного порога / С.В. Дворников [и др.] // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2013. – № 2. – С. 90–97.

15. Крячко, А. Ф. Рассеяние электромагнитных волн на идеально-проводящих радиолокационных отражателях на основе цилиндров произвольного поперечного сечения / А.Ф. Крячко // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2003. – Т. 6, № 4. – С. 34–37.

16. Комарович, В. Ф. Адаптивное различение двух сигналов в условиях воздействия окрашенных помех на основе анализа статистики выходной последовательности приемника / В.Ф. Комарович, А.А. Устинов, А.И. Лобышев // Информация и Космос. – 2007. – № 4. – С. 5–9.

17. Защита от структурных помех радиоканалов с частотной манипуляцией / С.В. Дворников [и др.] // Информационные технологии. – 2017. – Т. 23, № 3. – С. 193–198.

18. Куприянов, А. И. Теоретические основы радиоэлектронной борьбы: Учеб. пособие / А.И. Куприянов, А.В. Сахаров. – М.: Вузовская книга, 2007. – 356 с.

19. Анализ эффективности блоковых кодов / С.В. Дворников [и др.] // Вопросы радиоэлектроники. Серия: Техника телевидения. – 2011. – № 1. – С. 63–73.

20. Петров, И. Е. Быстрое обнаружение и распознание структурных помех для их компенсации / И.Е. Петров // Системы управления и информационные технологии. – 2008. – № 3–2 (33). – С. 290–293.

21. Чучин, Е. В. Модели качества оптимального приёма сигналов в условиях структурных помех / Е.В. Чучин, А.А. Алексеев // Ученые записки. Электронный научный журнал Курского государственного университета. – 2012. – № 2 (22). – С. 21–29.

22. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В.И. Борисов [и др.]. – М.: Радио и связь, 2000. – 384 с.

23. Дворников, С. В. Аппарат анализа частотного ресурса для режима псевдослучайной перестройки рабочей частоты / С.В. Дворников, С.С. Дворников, А.В. Пшеничников // Информационно-управляющие системы. – 2019. – № 4 (101). – С. 62–68.

3 2020.indd 32 11.09.2020 17:00:35

24. Пат. № 2469487 C1 Российская Федерация, МПК H04L27/00, H03D3/00. Способ демодуляции сигналов с относительной фазовой демодуляцией / В.И. Бобровский [и др.]; патентообладатель Федеральное государственное военное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного" Министерства обороны Российской Федерации; заявл. 12.07.2011; опубл. 10.12.2012. – 11 с.

25. Применение методов частотно-временной обработки акустических сигналов для анализа параметров реверберации / А.А. Алексеев [и др.] // Научное приборостроение. – 2001. – Т. 11, № 1. – С. 65–76.

26. Дворников, С. В. Модификация частотно-временных описаний нестационарных процессов на основе показательных и степенных функций / С.В. Дворников, А.М. Сауков // Научное приборостроение. – 2004. – Т. 14, № 3. – С. 76–85.

3 2020.indd 33 11.09.2020 17:00:36