

8. Kartashevsky V.G., Shatilov S.V. Processing of the PM-4 signals packet in the channel with memory. *Radiotekhnika*, 2011, vol. 65, no. 7, pp. 26–35. (In Russ.)
9. Konyaeva O.S. The MIMO system model in memory channel. *Infokommunikacionnye tekhnologii*, 2014, vol. 12, no. 3, pp. 32–36. (In Russ.)
10. Kartashevsky V.G., Konyaeva O.S., Semenov E.S. Reception «on the whole» for MIMO-system in channel with memory. *Uspekhi Sovremennoj Radioelektroniki*, 2015, no. 11, pp. 49–53. (In Russ.)
11. Kartashevsky V.G., Konyaeva O.S., Semenov E.S. Analysis performances of algorithms v-blast and suboptimal ml for the MIMO system. *Radiotekhnika*, 2017, no. 1, pp. 131–136. (In Russ.)

Received 20.03.2024

УДК 936.027.25

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ МОДЕМОВ СИГНАЛОВ МИНИМАЛЬНОЙ ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИИ

Тяжеев А.И.

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, РФ

E-mail: a.tyaghev@psuti.ru

В статье рассматриваются специфические особенности построения модемов сигналов минимальной частотной манипуляции по различным схемам с высокими показателями помехоустойчивости. Приводится анализ формирования сигналов минимальной частотной манипуляции, а также сигналов частотной модуляции, ортогональных в усиленном смысле, их количественные показатели и сравнительные характеристики. Описаны две схемы демодуляторов сигналов минимальной частотной манипуляции: когерентная и автокорреляционная, приведены их сравнительные характеристики. Описаны принципы работы этих схем демодуляторов с помощью временных диаграмм, сформулированы требования к генераторам опорных колебаний, входящих в состав когерентных демодуляторов, а также требования к сигналам минимальной частотной манипуляции, при которых обеспечивается наибольшая помехоустойчивость в автокорреляционных демодуляторах сигналов минимальной частотной манипуляции с бинарным квантованием сигналов.

Ключевые слова: минимальная частотная манипуляция, модулятор сигнала, демодулятор сигнала, помехоустойчивость, частотно-манипулированный сигнал, фазоманипулированный сигнал, бинарное квантование сигнала

Введение

В сотовых телефонах стандарта GSM для передачи сообщений от базовых станций до абонентских терминалов и в обратном направлении используется современный вид модуляции радиосигнала, который называют минимальной частотной манипуляцией (МЧМ). Этот же вид модуляции используется в беспроводных телефонах, работающих в стандарте DECT (Digital Enhanced Cordless Telecommunication), а также в ряде систем космической связи. В англоязычных публикациях этот вид модуляции называют так – Minimum Shift Keying (MSK). Первые публикации об этом виде модуляции появились в конце 70-х и начале 80-х годов прошлого века [1; 2]. В частности, в [1] автор этой статьи показал, что возможен такой вариант формирования частотно-манипулированного сигнала, который по помехоустойчивости такой же, как относительно фазоманипулированный сигнал (ОФМ) со скачками фазы на π . Чем же хорош этот вид модуляции, почему он по некоторым показателям лучше сигнала ОФМ и почему он нашел широкое применение в современных системах радиосвязи? Ответам на эти вопросы и посвящена данная статья.

Отличия сигналов частотной модуляции и минимальной частотной манипуляции

До появления сигналов МЧМ в радиосвязи широко применялись сигналы частотной модуляции (ЧМ). У сигнала ЧМ минимальной единицей времени при формировании сигнала является период колебаний, а у сигнала МЧМ – полупериод колебаний. Обычно у сигнала ЧМ за длительность посылки T укладывается целое число N_H периодов колебаний нижней частоты $T_H = 1 / f_H$ и на единицу большее число $N_G = N_H + 1$ периодов колебаний верхней частоты $T_G = 1 / f_G$:

$$T_H N_H = T,$$

$$T_G N_G = T_G (N_H + 1) = T.$$

Тогда

$$T_H N_H = T_G (N_H + 1).$$

Перейдем от периодов колебаний к частотам:

$$f_G N_H = f_H (N_H + 1),$$

откуда получим:

$$N_H (f_G - f_H) = f_H.$$

Отсюда разность частот:

$f_p = f_c - f_n = 2f_0 = f_n / N_n = 1/(T_n N_n) = 1/T = V = 2F_M$, где $f_0 = F_M$. Тогда индекс модуляции для сигнала ЧМ равен $B = f_0 / F_M = 1$.

Для сигнала МЧМ за длительность посылки T укладывается целое число N_n полупериодов колебаний нижней частоты $0,5T_n$ и на единицу большее число $N_c = N_n + 1$ полупериодов колебаний верхней частоты $0,5T_c$, т. е.

$$0,5T_n N_n = T \dots 0,5T_n N_c = 0,5T_n (N_n + 1) = T.$$

$$0,5T_n N_n = 0,5T_n (N_n + 1).$$

Перейдем от периодов колебаний к частотам:

$$f_c N_n = f_n (N_n + 1),$$

откуда получим:

$$N_n (f_c - f_n) = f_n.$$

Разнос частот:

$f_p = f_c - f_n = 2f_0 = f_n / N_n = 1/(T_n N_n) = 1/2T = V/2 = F_M$, тогда индекс модуляции для сигнала МЧМ $B = f_0 / F_M = 0,5$, т. е. она в 2 раза меньше, чем у сигнала ЧМ.

Это первое отличие сигнала МЧМ от сигнала ЧМ. Второе отличие сигнала МЧМ от сигнала ЧМ состоит в том, что фаза этого сигнала при переходе от одной посылки к другой должна быть всегда непрерывной несмотря на то, что фаза сигнала МЧМ в конце посылки может быть равна либо 0 либо π (рисунок 2). Поэтому сигнал МЧМ в литературе часто называют сигналом с непрерывной фазой. Третье отличие сигнала МЧМ от сигнала ЧМ состоит в том, что при использовании ЧМ в канал передается один из двух возможных вариантов сигнала $\sin(2\pi f_n t)$ или $\sin(2\pi f_c t)$, а при МЧМ в канал передается один из четырех возможных вариантов сигнала: $(2\pi f_n t)$, $-(2\pi f_n t)$, $(2\pi f_c t)$ и $-(2\pi f_c t)$.

Можно также формировать сигналы ЧМ и МЧМ отрезками косинусоиды: для ЧМ $\cos(2\pi f_n t)$ или $\cos(2\pi f_c t)$, а для МЧМ $\cos(2\pi f_n t)$, $-\cos(2\pi f_n t)$, $\cos(2\pi f_c t)$ и $-(2\pi f_c t)$. В этом случае в конце посылки фаза сигнала может быть либо $\pi/2$ либо $-\pi/2$.

При обоих вариантах формирования сигналов ЧМ и МЧМ интеграл произведения сигналов посылок разных знаков $x_1(t)$ и $x_2(t)$ на интервале длительности посылок T для сигнала МЧМ равен нулю:

$$\int_0^T x_1(t)x_2(t)dt = 0. \quad (1)$$

Название сигналов МЧМ связано с минимальным значением индекса модуляции $B=0,5$, при котором еще обеспечивается равенство нулю интеграла (1), что означает ортогональность сигналов $x_1(t)$ и $x_2(t)$ от посылок разных знаков в сигнале МЧМ на интервале длительности посылки T .

Когерентный демодулятор сигналов МЧМ и особенности его работы

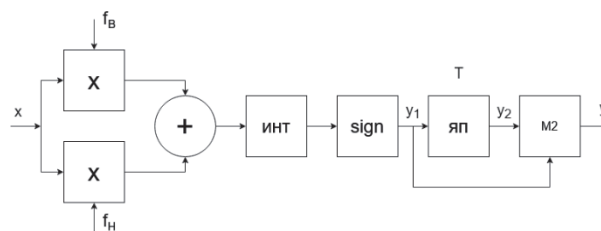


Рисунок 1. Структурная схема когерентного демодулятора сигналов МЧМ

Различные варианты построения модуляторов сигналов МЧМ описаны в [8; 9; 11], поэтому в этой статье они не рассматриваются. Здесь рассмотрим построение, принцип и особенности работы когерентных демодуляторов сигналов МЧМ. Известно, что наилучшую помехоустойчивость обеспечивают когерентные демодуляторы сигналов МЧМ [6]. Ниже приведена информация о схеме этого демодулятора (рисунок 1) и о принципе его работы (рисунок 2; рисунок 3). Состав схемы на рисунке 1: на входе 2 перемножителя, далее сумматор, интегратор, двухполярный ограничитель sign, ячейка памяти (ЯП) и узел (M2). На рисунке 1 не показаны генераторы опорных колебаний $x_{1on}(t)$ и $x_{2on}(t)$ с частотами f_c и f_n соответственно, показаны только выходы этих генераторов.

Рисунок 2 иллюстрирует работу изображенного на рисунке 1 демодулятора сигнала МЧМ с числами полупериодов колебаний принимаемых сигналов $N_n = 2$ и $N_c = 3$.

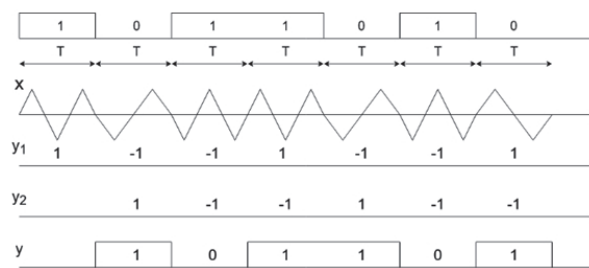


Рисунок 2. Иллюстрация работы демодулятора сигнала МЧМ с числами полупериодов колебаний принимаемых сигналов $N_n = 2$, $N_c = 3$

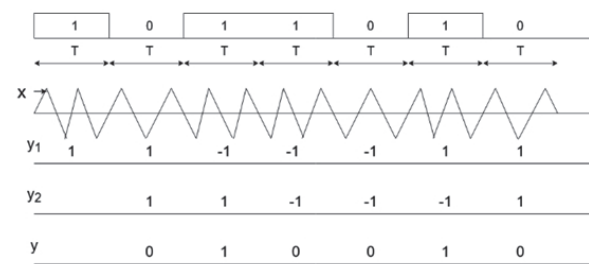


Рисунок 3. Иллюстрация работы демодулятора сигнала МЧМ с числами полупериодов колебаний принимаемых сигналов $N_n = 3$, $N_c = 4$

Рисунок 3 иллюстрирует работу демодулятора сигнала МЧМ с числами полупериодов $N_H = 3$ и $N_\theta = 4$ и с такой же последовательностью передаваемых посылок, как на рисунке 2.

На первой диаграмме рисунка 2 и рисунка 3 приведены передаваемые посылки, на второй диаграмме – сформированный из отрезков синусоиды сигнал МЧМ. Для простоты начертания синусоида представлена в виде треугольных сигналов, что не влияет на процесс работы демодулятора. На третьей диаграмме изображен сигнал y_1 на выходе блока sign, на четвертой сигнал y_2 – это задержанный в регистре на время T сигнал y_1 . Поясним, как формируется в демодуляторе сигнал y_1 . Если на вход демодулятора поступает сигнал $x_1(t)$ с частотой f_θ , то на вход интегратора будет поступать сигнал в виде:

$$x_1(t) \cdot x_{1on}(t) + x_1(t) \cdot x_{2on}(t).$$

Если на вход демодулятора поступает сигнал $x_2(t)$ с частотой f_H , то на вход интегратора будет поступать сигнал в виде:

$$x_2(t) \cdot x_{1on}(t) + x_2(t) \cdot x_{2on}(t).$$

При интегрировании этих сигналов интеграл от одного из этих слагаемых будет равен нулю в соответствии с формулой (1), а интеграл от другого слагаемого будет либо положительным, либо отрицательным, в зависимости от того, совпадают начальные фазы сигналов $x_1(t)$ и $x_{1on}(t)$ или $x_2(t)$ и $x_{2on}(t)$ или являются противоположными.

Сформулируем еще одно правило для построения когерентного демодулятора сигналов МЧМ: в опорном генераторе с четным числом N_H или N_θ фаза колебаний в начале каждой посылки равна нулю, а в опорном генераторе с нечетным числом N_H или N_θ она должна чередоваться: либо ноль, либо π . Чтобы обеспечить это условие, надо предварительно перемножить колебания этого генератора на меандр с длительностью посылок T с чередующимися значениями $+1$ и -1 . Тогда колебания опорных генераторов $x_{1on}(t)$ и $x_{2on}(t)$ в начале каждой принимаемой посылки всегда будут равны нулю. С учетом этого обстоятельства и формулы (1) формируется сигнал определенного знака на выходе интегратора и соответствующий ему по знаку сигнал y_1 на выходе блока sign. Задержка сигнала в интеграторе на время T для упрощения рисунков не показана. На выходе блока M2 формируется выходной сигнал в результате сложения по модулю 2 сигналов y_1 и y_2 . Особенностью когерентного демодулятора сигналов МЧМ является то, что при нечетном числе N_H на выходе узла M2 формируется инвертированные передаваемые посылки (рисунок 3), поэтому при нечетном числе N_H надо на выходе узла M2 включить инвертор (сигнал $y_{вых}$ на рисунке 3).

Если для детектирования сигналов МЧМ применять частотные детекторы, в которых не учитываются начальные фазы сигналов $x_1(t)$ и $x_2(t)$, например, фильтровые демодуляторы или демодуляторы на основе измерения периодов входного сигнала, то помехоустойчивость у этих демодуляторов будет хуже, чем у когерентных демодуляторов сигналов МЧМ. Но схема когерентных демодуляторов сложнее, т.к. в них нужны генераторы опорных колебаний $x_{1on}(t)$ и $x_{2on}(t)$ частот f_H и f_θ , в которых необходимо обеспечить синхронность и синфазность колебаний опорных генераторов с сигналами $x_1(t)$ и $x_2(t)$. Способы синхронизации частоты и фазы цифровых опорных генераторов подробно описаны в работах [7; 8].

Автокорреляционный демодулятор сигналов МЧМ с бинарным квантованием сигнала

Автокорреляционные аналоговые и цифровые демодуляторы лишь незначительно уступают по помехоустойчивости описанным выше когерентным демодуляторам, но значительно проще в реализации [1; 6]. На рисунке 4 приведена схема автокорреляционного цифрового демодулятора сигналов МЧМ. Этот демодулятор был впервые описан автором данной статьи в [1], где была доказана его высокая помехоустойчивость при детектировании сигнала МЧМ определенного вида.

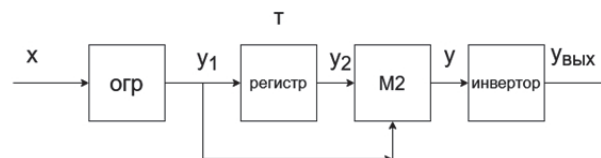


Рисунок 4. Структурная схема цифрового автокорреляционного демодулятора сигналов МЧМ с бинарным квантованием сигнала

Этот демодулятор содержит ограничитель (ОГР) на входе, регистр на D-триггерах, узел M2 и инвертор на выходе. Определим необходимую задержку сигнала в регистре T_3 при детектировании сигналов ЧМ и МЧМ. Наибольшая помехоустойчивость в автокорреляционном демодуляторе при детектировании сигналов ЧМ и МЧМ достигается при условии, когда набег фазы сигналов с частотами f_H и f_θ в регистре кратен π и отличается на π . В этом случае разница в уровнях сигналов на частотах f_H и f_θ на выходе узла M2 будет максимальной [1]. Математически это условие набег фаз в регистре запишем в виде системы из двух уравнений:

$$2\pi \cdot f_H \cdot T_3 = n \cdot \pi,$$

$$2\pi \cdot f_\theta \cdot T_3 = (n+1)\pi,$$

где $n=1, 2, 3, \dots$

Решим эту систему уравнений относительно T_3 и получим:

$$T_3 = 1 / (2(f_g - f_n))$$

В [1] показано, что при изменении частоты входного сигнала смена знака сигнала на выходе узла М2 сопровождается дроблениями. Эти дробления снижают помехоустойчивость демодулятора, так как посылки на его выходе размываются от этих дроблений. Длительность импульсов дробления изменяется по арифметической прогрессии на величину разности $0,5(T_n - T_g)$, а число этих импульсов дробления равно $m_1 = f_n / (f_g - f_n)$. Тогда суммарная длительность импульсов дробления как сумма членов арифметической прогрессии будет равна:

$$T_c = 0,25(T_n - T_g)(m_2 - 1)m_2, \quad (2)$$

где $m_2 = 0,5m_1$ при четном m_1 , $m_2 = 0,5(m_1 - 1)$ при нечетном m_1 .

Перейдем в (2) от периодов к частотам и получим:

$$T_c = \frac{2f_n - f_g}{16f_n f_p}, \quad (3)$$

при нечетном m_1 :

$$T_c = \frac{2f_g - f_n}{16f_g f_p}, \quad (4)$$

при четном m_1 , где $f_p = f_i - f$.

Из формулы (3) следует важный практический вывод, что при выполнении условия:

$$f_g = 2f_n \quad (5)$$

величина $T_c = 0$. Следовательно, при выполнении полученного условия (5) дробления посылок на выходе узла М2 при изменении частоты сигнала с f_n на f_g и обратно отсутствуют, благодаря чему дроблений в посылках на выходе узла М2 не наблюдается, следовательно, будет обеспечиваться наилучшая помехоустойчивость сигнала МЧМ в демодуляторе (рисунок 4). Из условия (5) для сигнала МЧМ вытекают следующие необходимые соотношения:

$$N_n = 1, N_g = 2, T_3 = 0,5 T_n = T, T_g = T, T_n = 2T. \quad (6)$$

Рисунок 5 иллюстрирует работу демодулятора сигнала МЧМ с бинарным квантованием сигнала, причем сигнал МЧМ удовлетворяет приведенным выше условиям и соотношениям (5) и (6).

На первой диаграмме показаны передаваемые посылки, на второй диаграмме показан сигнал МЧМ, удовлетворяющий условиям (5) и (6), на третьей и четвертой диаграммах показаны сигналы на выходах ОГР и регистра соответственно, на пятой диаграмме показан сигнал на выходе узла М2, а на шестой диаграмме показан сигнал на выходе ин-

вертора увых. Из этой диаграммы следует, что этот выходной сигнал не содержит дроблений и совпадает с передаваемыми посылками.

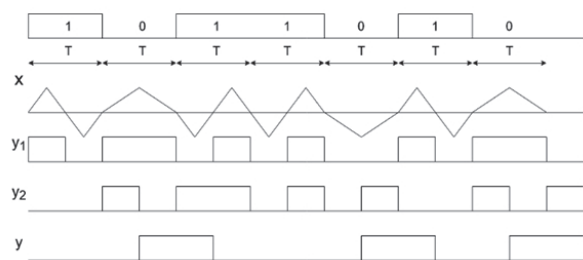


Рисунок 5. Временные диаграммы, поясняющие работу цифрового демодулятора сигнала МЧМ с бинарным квантованием сигнала при $N_n = 1$, $N_g = 2$

Заключение

Из приведенного в статье материала следует, что сигналы МЧМ обладают наилучшей помехоустойчивостью, сопоставимой с помехоустойчивостью противоположных сигналов. Кроме того, они обладают еще двумя важными преимуществами. Первое – это постоянная амплитуда сигнала, а второе – это меньшая ширина спектра, чем у противоположных сигналов при одинаковой скорости передачи сообщений. Благодаря этим преимуществам сигналы МЧМ практически вытеснили противоположные сигналы из аппаратуры связи. Благодаря первому преимуществу передатчики сигналов МЧМ работают с высоким коэффициентом полезного действия в режиме класса С, а благодаря второму преимуществу экономится полоса частот при передаче этого сигнала по каналам связи. При использовании сигнала МЧМ при $N_n = 1$ и $N_g = 2$ возможно построение демодуляторов с бинарным квантованием сигнала, что существенно упрощает их реализацию на цифровой элементной базе, т.к. при этом не нужны сложные и дорогие аналого-цифровые преобразователи и микропроцессоры, как, например, в бесшнуровых телефонах стандарта DECT, где вместо аналого-цифрового преобразователя используется бинарный квантователь на компараторе, а частота дискретизации сигнала равна 32 кГц.

Литература

1. Тяжев А.И. О помехоустойчивости автокорреляционного цифрового демодулятора сигналов ЧТ // Радиотехника. 1980. Т. 35, № 10. С. 5–9.
2. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь / под ред. В.В. Маркова; пер. с англ. М.: Связь, 1979. 592 с.
3. Диденко М.Г., Коновалов Г.В. Энергетические характеристики радиосигналов при методах манипуляции с минимальным сдвигом // Ради-

- отехника. 1982. Т. 37, № 7. С. 3–7.
4. Крохин В.В., Беляев В.Ю., Гореликов А.В. Методы модуляции и приема цифровых частотно-манипулированных сигналов с непрерывной фазой // Зарубежная радиоэлектроника. 1982. № 4. С. 58–72.
5. Балашов В.А., Воробийченко П.П., Ляховецкий Л.М. Системы передачи ортогональными гармоническими сигналами. М.: Экотренз, 2012. 226 с.
6. Проксис Дж. Цифровая связь / под ред. Д.Д. Кловского; пер. с англ. М.: Радио и связь, 2000. 798 с.
7. Тяжев А.И. Оптимизация цифровых детекторов в приемниках по минимуму вычислительных затрат. Самара: Поволжский институт информатики, радиотехники и связи, 1994. 256 с.
8. Макаров С.Б., Цикин И.А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. М.: Радио и связь, 1988. 304 с.
9. Иванова В.Г., Тяжев А.И. Цифровая обработка сигналов и сигнальные процессоры. Самара: ОФОРТ, 2008. 264 с.
10. Тяжев А.И. Алгоритм расчета коэффициентов рекурсивного цифрового фильтра второго порядка по заданным требованиям к АЧХ с применением точных расчетных формул // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2018. Т. 21, № 4. С. 54–57.
11. Тяжев А.И. Цифровые модемы сигналов МЧМ и их характеристики // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2023. Т. 26, № 3. С. 106–115.

Получено 10.04.2024

Тяжев Анатолий Иванович, д.т.н., профессор кафедры радиоэлектронных систем Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики. 443010, Российская Федерация, г. Самара, ул. Льва Толстого, 23. Тел. +7 846 339-11-88. E-mail: a.tyagev@psuti.ru

STRUCTURE FEATURES OF MINIMUM FREQUENCY SHIFT KEYING SIGNAL MODEMS

Tyazhev A.I.

*Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, Samara, Russian Federation
E-mail: a.tyagev@psuti.ru*

The article discusses specific features of constructing modems for minimum frequency shift keying signals using various schemes with high noise immunity levels. An analysis of the formation of these signals and frequency modulation signals, which are orthogonal if enhanced, is provided, including quantitative indicators and comparative characteristics. Two schemes of minimum frequency shift keying signal demodulators (coherent and autocorrelation) are examined, including their comparative features. Operation principles of these demodulator circuits with the use of timing diagrams are described, requirements for the reference oscillator generators included in coherent demodulators are formulated, as well as the requirements for minimum frequency shift keying signals, which ensure the greatest noise immunity in autocorrelation demodulators of minimum frequency shift keying signals with binary signals quantization.

Keywords: *minimum frequency shift keying, signal modulator, signal demodulator, noise immunity, frequency-shift keyed signal, phase-shift keyed signal, binary signal quantization*

DOI: 10.18469/ikt.2023.21.4.08

Tyazhev Anatoly Ivanovich, Povolzhskiy State University of Telecommunications and Informatics, 23, L. Tolstoy Street, Samara, 443010, Russian Federation; Professor of Radioelectronic Systems Department, Doctor of Technical Sciences. Tel. +7 846 339-11-88. E-mail: a.tyagev@psuti.ru

References

1. Tyazhev A.I. On the noise immunity of an autocorrelation digital demodulator for CT signals. *Radiotekhnika*, 1980, vol. 35, no. 10, pp. 5–9. (In Russ.)
2. Spilker J. *Digital satellite communications*. Ed by V.V. Markova. Transl. From English. Moscow: Svyaz', 1979, 592 p. (In Russ.)
3. Didenko M.G., Konovalov G.V. Energy characteristics of radio signals using manipulation methods with minimal shift. *Radiotekhnika*, 1982, vol. 37, no. 7, pp. 3–7. (In Russ.)

4. Krokhin V.V., Belyaev V.Yu., Gorelikov A.V. Methods of modulation and reception of digital frequency-shift keyed signals with continuous phase. *Zarubezhnaya radioelektronika*, 1982, no. 4, pp. 58–72. (In Russ.)
5. Balashov V.A., Vorobienko P.P., Lyakhovetsky L.M. *Transmission systems with orthogonal harmonic signals*. Moscow: Ekotrenz, 2012, 226 p. (In Russ.)
6. Praxis J. *Digital communication*. Ed by D.D. Klovsky. Transl. From English. Moscow: Radio i svyaz', 2000, 798 p. (In Russ.)
7. Tyazhev A.I. *Optimization of digital detectors in receivers to minimize computational costs*. Samara: Povolzhskij institut informatiki, radiotekhniki i svyazi, 1994, 256 p. (In Russ.)
8. Makarov S.B., Tsikin I.A. *Transmission of discrete messages over radio channels with limited bandwidth*. Moscow: Radio i svyaz', 1988, 304 p. (In Russ.)
9. Ivanova V.G., Tyazhev A.I. *Digital signal processing and signal processors*. Samara: OFORT, 2008, 264 p. (In Russ.)
10. Tyazhev A.I. Algorithm for calculation of recursive digital filter coefficients of the second order according to the specific requirements for the access with the application accurate design forms. *Physics of Wave Processes and Radio Engineering Systems*, 2018, vol. 21, no. 4, pp. 54–57. (In Russ.)
11. Tyazhev A.I. Digital modems of minimum frequency shift keying signals and their characteristics. *Physics of Wave Processes and Radio Engineering Systems*, 2023, vol. 26, no. 3, pp. 106–115. (In Russ.)

Received 10.04.2024

НОВЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

УДК 004.89

РАЗРАБОТКА ОБУЧАЮЩЕЙ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ АНАЛИТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ ХАИ

Пальмов С.В.^{1,2}, Диязитдинова А.А.¹

¹ Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, РФ

² Самарский государственный технический университет, Самара, РФ

E-mail: s.palmov@psuti.ru, a.diyazitdinova@psuti.ru

Интеллектуальный анализ данных является востребованной услугой. Многие отечественные вузы занимаются подготовкой специалистов в этой области. Однако запросы потребителей возрастают, что ведет к повышению требований к формируемым математическими моделями результатам. Клиент хочет быть уверенным в качестве получаемых рекомендаций. Один из способов достичь этого – использовать технологию объяснимого искусственного интеллекта (ХАИ). Сложившаяся в мире ситуация накладывает серьезные ограничения на использование зарубежного программного обеспечения, а отечественные аналитические системы, потенциально доступные для вузов, не содержат среди имеющихся в них функций модуля ХАИ. Выходом является самостоятельная разработка такой системы. Авторами создан программный продукт, позволяющий обучать математические модели трех видов, для прогнозов каждой из которых может быть сгенерировано объяснение в текстовом формате. Была проведена серия экспериментов, подтвердивших работоспособность всех элементов созданного продукта, а также возможность его применения в учебном процессе вуза.

Ключевые слова: искусственный интеллект, ХАИ, высшее образование, Python, классификация, метод опорных векторов, стохастический градиентный спуск, гауссовский процесс

Введение

Направление, связанное с применением методов искусственного интеллекта (ИИ), в настоящее время является очень актуальным. Как следствие, в подавляющем большинстве вузов РФ преподают дисциплины, связанные с упомянутой областью. При этом для студентов часто используют готовые

программные решения, реализующие «умные» алгоритмы, а не разрабатывают последние самостоятельно. В условиях ограничений на использование зарубежных аналитических систем, встает вопрос об импортозамещении. Существующие отечественные продукты способны закрыть потребности, но только до определенной степени (таблица 1). С развитием возможностей указанных методов,