

Errr-Correcting Capability Estimating for RS and BCH Codes

This paper proposes the approach of estimating of error-correcting capability by means of changed Binary Symmetric Channel (BSC). It's known that Reed-Solomon codes are more powerful than any codes with the same code-rate and data length. But to prove it there is a special BSC with packet error. Actually it's shown that RS codes have advantages both in correcting-level capability and in apparatus resources.

Keywords: RS, BCH, correcting level capability, BSC, Galois field

References

1. **Blahut R.** *Teoriya i praktika kodov, kontrolirujushih oshibki.* Moscow: Mir, 1986, 576 p.
2. **Morelos-Saragosa R.** *Iskusstvo pomehoustojchivogo kodirovaniya. Metodi algoritmi primeneniya.* Moscow: Tehnosfera, 2005, 320 p.
3. **Gallager R.** *Theoria informacii I nadejnaja svjaz.* Moscow: Sovetskoe radio, 1974, 720 p.
4. **What** Types of ECC Should Be Used on Flash Memory? Application note, Spansion, 2011, URL: [//www.spansion.com/Support/Application%20Notes/Types_of_ECC_Used_on_Flash_AN.pdf](http://www.spansion.com/Support/Application%20Notes/Types_of_ECC_Used_on_Flash_AN.pdf)
5. **Berezjuk N. T.** *Kodirovanie informacii. Dvoichnie kodi.* Kharkov: Visha shkola, 1978, 252 p.
6. **Peterson W., Weldon A.** *Kodi ispravljajushie oshibki.* Moscow: Mir, 1976, 580 p.
7. **Baishev A.** Tverdotelnye diski — nadejnoe reshenije otvetstvennih primenenij, *Sovremennije tehnologii avtomatizacii*, 2007, no. 4, pp. 68–71.
8. **Open** NAND Flash Interface Specification. URL: www.onfi.org
9. **Ratajchuk I. A., Shulgin V. I.** Issledovanie pomehoustojchivosti cifrovogo kanala svjazi s ispolzovaniem nedvoichnih kodov Reed—Solomon, *Radioelektronnye komputernije sistemi*, 2011, no. 1.
10. **Sklar B.** *Cifirovaja svjaz. Teoriticheskie osnovy i prakticheskoe primeneniya.* Moscow: Williams, 2003, 1106 p.
11. **Forward** error correction for high bit-rate DWDM submarine systems. ITU-T Recommendation G.975.1. URL <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.975.1/en>
12. **Odenwalder J. P.** *Error Control Coding Handbook.* Linkabit Corporation, 1976, 213 c.
13. **Jordanova L., Laskov L., Dobrev D.** Influence of BCH and LDPC Code Parameters on the BER Characteristic of Satellite DVB Channels, *Engineering, Technology & Applied Science Research*. 2014, no. 1.
14. **Hafmann W., Pless V.** *Fundamentals of Error-correcting Codes.* Cambridge University press, 2003.
15. **Gallager R.** *Kodi s maloj plotnostju proverok na chetnost.* Moscow: Mir, 1966.
16. **Ryan W. E., Lin S.** *Chahnel Codes Classical.* Cambridge University press, 2009.
17. **Malcev G. N., Djumkov V. V.** Obobshhennaja model diskretnogo kanala peredachi informacii s gruppировaniem oshibok, *Informacionno-upravljajushie sistemi*, 2013, no. 1.
18. **Pevnev V. J., Curanov M. V.** *Eksperimentalnoje issledovanie modelej gruppированных oshibok v kanale svjazi.* Kharkov: Izdatelstvo KNUVD, 2006.
19. **Zolotarjev V. V., Ovechkin G. V., Ovechkin P. V.** *Issledovanie nedvoichnih mnogoporogovih dekoderov v kanalah svjazi c pajetirujushimisja oshibkami.* Moscow: Institut kosmicheskikh issledovanij. 2009.
20. **Frejman V. I., Pirojkov A. P.** Issledovanie modelej diskretnih kanalov s pamatju v ramkah laboratornogo praktikuma, postroennogo na baze paketa MatLab. Perm, *Elektrotehnika, informacionne tehnologii, sistemi upravlenija*, 2013, no. 7.

УДК 621.391

С. С. Дворников, лаборант, e-mail: dvornikov_s_s@mail.ru,

С. В. Дворников, д-р техн. наук, проф., профессор кафедры, e-mail: practicsv@yandex.ru,
Военная академия связи имени С. М. Буденного, г. Санкт-Петербург

Формирование сигналов с непрерывной фазой для передачи дискретной информации

Рассмотрены вопросы формирования сигналов каналов управления с фазовой модуляцией. Представлены результаты, характеризующие компактность спектра описываемых сигналов. Даны предложения по практическому использованию результатов. Описаны дальнейшие этапы исследований.

Ключевые слова: частотная модуляция, фазовая модуляция, канал управления, спектр, спектрально-эффективные сигналы

Введение

Ограниченность частотного ресурса стимулирует разработчиков информационно-технических систем (ИТС) к поиску спектрально-эффективных сигнальных конструкций, используемых в интересах передачи информации. При этом к основным показателям, характеризующим тот или иной мо-

дуляционный формат, следует отнести помехоустойчивость и спектральную эффективность [1]. Данные показатели тесно взаимосвязаны между собой, поэтому сложно обеспечить высокие показатели по одному из них, без снижения требований по остальным. Между тем, широко известные модуляционные форматы, используемые для передачи

информации, в ряде случаев не устраивают как производителей ИТС, так потребителей, в том числе и специалистов, занимающихся вопросами практической эксплуатации прикладных информационных систем [2].

Следовательно, вопросы разработки новых видов спектрально эффективных сигналов остаются актуальными, в том числе и в базисах, традиционно отличающихся от получившего широкое распространение базиса Фурье [3, 4]. Между тем, по мнению зарубежных специалистов [5, 6], традиционные виды модуляции еще до конца не исчерпали свои возможности и в рамках революции цифровой обработки сигналов требуют дополнительного переосмысления. В связи с этим в настоящей статье рассматриваются подходы к формированию сигналов с плавным изменением фазы для передачи дискретной информации. По мнению авторов, это открывает новые возможности по формированию спектрально-эффективных конструкций для различных задач прикладных информационных систем и радиотехники.

Обоснование выбора исходной конструкции сигнала

Любой модуляционный формат должен быть ориентирован на ИТС, в которой он будет использован. В свою очередь, качество каналов ИТС определяется пропускной способностью, которая характеризует количество достоверно передаваемой информации в единицу времени [1]. Однако верхняя граница пропускной способности C (бит/с) определяется отношением средней мощности сигнала S к средней мощности шума N ($h^2 = S/N$) в канале ИТС и полосой его пропускания ΔF (Гц). В результате для ИТС передачи дискретной информации пропускная способность будет определяться в соответствии с теоремой Шеннона следующим выражением [7]:

$$C = \Delta F \log_2(1 + h^2). \quad (1)$$

Основание логарифма как раз и указывает на дуальный характер передаваемой информации (т.е. предполагает два состояния).

Поскольку мощность шума определяется полосой пропускания канала ИТС $N = N_0 \Delta F$, где N_0 — спектральная плотность мощности шума, а на практике используют сложные сигнальные конструкции, в которых одним символом переносится несколько битов информации, то более широкое распространения получила величина

$$h_0^2 = E_b/N_0, \quad (2)$$

где E_b — энергия, приходящаяся на бит. Выражение (2) характеризует энергетические характеристики ИТС.

В общем случае величина h_0^2 связана с h^2 следующим соотношением:

$$h_0^2 = h^2 \frac{\Delta F}{R}, \quad (3)$$

где R — скорость передачи информации.

В дальнейшем величину h_0^2 определим как отношение сигнал/шум (ОСШ).

Пропотенцировав формулу (1), с учетом (2) можно получить более удобное выражение для характеристики ИТС:

$$h_0^2 = \frac{\Delta F}{C} (2^{C/\Delta F} - 1). \quad (4)$$

Фактически выражение устанавливает зависимость отношения пропускной способности к доступной полосе от энергетической характеристики ИТС, графическая интерпретация которой представлена на рис. 1.

Очевидно, что количество информации и, соответственно, скорость передачи информации зависит от качества канала ИТС, определяемого значением ОСШ, т.е. чем выше h_0^2 , тем больше информации можно передавать в одной и той же полосе. Другими словами, чем хуже качество канала, тем ниже в нем скорость передачи информации.

Кривая, представленная на рис. 1, определяет область допустимых значений передачи информации для сигнальных конструкций. Поскольку величина R всегда меньше C , то значение $h_0^2 \approx -1,6$ дБ, называемое пределом Шеннона [7], определяет предельное качество канала ИТС, при котором $R \rightarrow 0$, т.е. передача информации становится невозможной.

В практических приложениях допустимо незначительное искажение передаваемой информации, характеризуемое таким показателем, как достоверность передачи информации, численно определяемая вероятностью ошибки на бит P_b , которая зависит от вида модуляции.

Так, для сигналов двоичной фазовой манипуляции (ФМн2)

$$P_b^{\text{ФМн2}} = Q(\sqrt{2} h_0^2). \quad (5)$$

А для сигналов двоичной частотной манипуляции (ЧМн2)

$$P_b^{\text{ЧМн2}} = Q(h_0^2), \quad (6)$$

где $Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^\infty e^{-t^2/2} dt$ — гауссова функция [7].

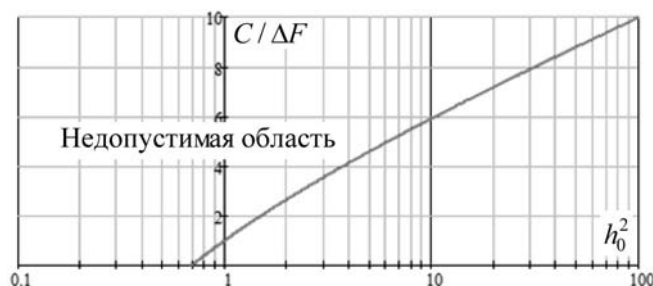


Рис. 1. Зависимость пропускной способности в полосе канала от ОСШ

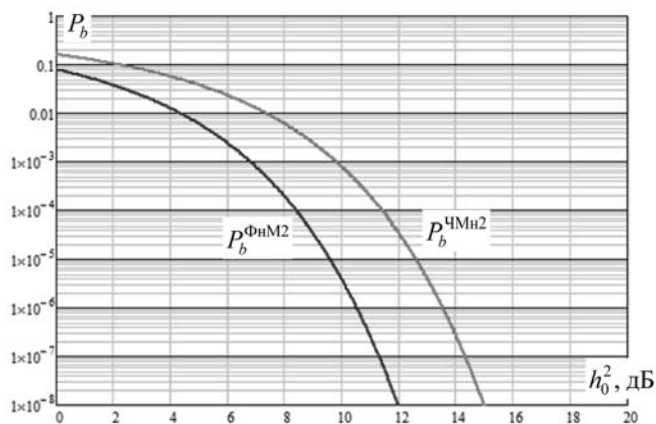


Рис. 2. Зависимость вероятности битовой ошибки в канале от ОСШ

Условие допустимости ошибки в канале ИТС позволяет на практике перейти от показателя пропускной способности C к скорости передачи R , при заданном уровне битовой ошибки P_b . На рис. 2 показаны зависимости вероятности ошибки на бит для сигналов ЧМн2 и ФМн2 от ОСШ.

Таким образом, рассмотренные показатели каналов ИТС позволяют определить критерии эффективности модуляционных форматов, к которым следует отнести спектральную и энергетическую эффективность.

Итак, энергетическая эффективность характеризует энергию, которую необходимо затратить для передачи информации с заданной достоверностью (т.е. вероятностью ошибки).

Спектральная эффективность характеризует полосу частот, необходимую для передачи информации с определенной скоростью.

Не менее важным показателем является устойчивость вида модуляции к различным видам деструктивных воздействий, обусловленных как естественными, так и преднамеренными помехами. Однако эта тематика требует отдельного рассмотрения.

Очевидно, что с увеличением позиционности модуляции возрастает скорость передачи информации, но при этом увеличивается битовая ошибка.

Это объясняется тем, что уменьшаются физические различия между параметрами сигналов, определяющими значение информационных символов, которые при низких значениях ОСШ приводят к ошибкам детектирования.

В настоящее время компромиссным решением для цифровых ИТС по критерию спектральной и энергетической эффективности являются модуляционные форматы на основе ФМн2 и ФМн4 [5]. Поэтому именно их целесообразно рассматривать в качестве исходных для формирования сигналов с плавным изменением фазы при передаче дискретной информации.

Формирование сигналов с плавным изменением фазы при передаче дискретной информации

Анализ структуры сигналов ФМн2 и ФМн4 показывает, что они по своей сути являются фрагментами радиоимпульсов с различными значениями начальной фазы. Фрагменты соответствуют информационной комбинации символов [4], т. е. их спектры будут иметь значительное число компонентов, не содержащих информационное наполнение и ухудшающих частотные характеристики каналов при их совместной организации в рамках единой ИТС.

В то же время сигналы фазовой модуляции, т.е. сигналы с плавным изменением фазы, лишены указанных недостатков [5]. В связи с этим рассмотрим более подробно синтез фазомодулированных сигналов (ФМ).

В общем случае модуляцией называется изменение по закону модулирующего сигнала (информационного сообщения) во времени одного из параметров гармонического колебания [7]:

$$s(t) = U_m \cos(\varphi(t)), \quad (7)$$

где U_m — амплитудный параметр несущего колебания; $\varphi(t)$ — фазовый (угловой) параметр несущего колебания.

Так, в отсутствие модуляции мгновенная фаза $\varphi(t)$ изменяется с постоянной скоростью $\omega_H = 2\pi f_H$ и является линейной функцией времени:

$$\varphi(t) = \omega_H t + \varphi_0. \quad (8)$$

Именно процесс модуляции полной фазы $\varphi(t)$ (учитывается начальное значение фазы φ_0 в (8)) модулирующим сигналом $u_\Omega(t)$ за счет изменения мгновенной фазы называется *фазовой модуляцией* [5, 7].

Важным моментом является то, что при модуляции линейность изменения $\varphi(t)$ нарушается, и в каждый момент времени t скорость изменения мгновенной фазы будет определяться мгновенной частотой.

В работе [6] обосновано, что мгновенная фаза и мгновенная частота связаны между собой следующими соотношениями:

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} \varphi(t); \quad \varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt. \quad (9)$$

Из выражений (9) следует, что изменение фазы колебания по закону $\varphi(t)$ вызывает изменение мгновенной частоты по закону производной от фазы, а изменение мгновенной частоты по закону $\omega(t)$ приводит к изменению фазы по закону интеграла от мгновенной частоты.

Таким образом, сигнал ФМ получается путем приращения начальной фазы $\Delta\varphi(t)$ колебания (8), пропорционального модулирующему сигналу $u_\Omega(t)$. В результате полная фаза $\varphi(t)$ принимает вид:

$$\varphi(t) = \omega_H t + \varphi_0 + \Delta\varphi(t) = \omega_H t + \varphi_0 + \alpha u_\Omega(t). \quad (10)$$

Если модулирующий сигнал является гармоническим колебанием, то с увеличением его значения полная фаза фазомодулированного колебания

будет возрастать быстрее, чем по линейному закону. В то же время при уменьшении значения модулирующего сигнала происходит спад скорости роста $\varphi(t)$ во времени. В [7] максимальное отклонение фазы $\Delta\varphi(t)$ от первоначального ее значения определено как девиация частоты.

Аналитически процесс формирования сигналов ФМ можно представить, подставив значение (10) в выражение (7):

$$s_{\text{ФМ}}(t) = U_m \cos[\omega_{\text{н}}t + \varphi_0 + \alpha u_{\Omega}(t)]. \quad (11)$$

В (11) величина $\alpha u_{\Omega}(t) = \Delta\varphi(t)$ как раз и есть девиация, т.е. отклонение фазы модулированного сигнала от линейного закона, согласно которому первоначально происходило изменение несущего колебания.

В работе [5] значение девиации определено как

$$\Delta\varphi(t)_{\text{max}} = \alpha |u_{\Omega}(t)_{\text{max}}| = m_{\text{ФМ}}. \quad (12)$$

В выражении (12) значение $m_{\text{ФМ}}$, характеризующее максимальное отклонение фазы, называется индексом фазовой модуляции.

Важным моментом является то, что если модуляция осуществляется гармоническим колебанием (тональная модуляция) $u_{\Omega}(t) = U_{\Omega} \cos(\Omega t)$ (где Ω — частота модулирующего сигнала), то аналитическую запись такого сигнала можно представить как

$$s_{\text{ФМ}}(t) = U_m \cos[\omega_{\text{н}}t + \varphi_0 + \alpha U_{\Omega} \cos(\Omega t)] = U_m \cos[\omega_{\text{н}}t + \varphi_0 + m_{\text{ФМ}} \cos(\Omega t)]. \quad (13)$$

Величина $m_{\text{ФМ}} = \alpha U_{\Omega}$ в (13) пропорциональна амплитуде модулирующего колебания.

Анализ аналитической модели сигнала ФМ (11) показывает, что она является обобщающей по отношению к сигналам ФМн, в которых в качестве модулирующего сигнала $u_{\Omega}(t)$ выступает некоторая дискретная функция

$$I(t) = \begin{cases} \pi, & \text{если информационный символ "1" равен 1,} \\ 0, & \text{если информационный символ "0" равен 0.} \end{cases} \quad (14)$$

Смена значений в (14) определяется скоростью передачи информации.

Следовательно, подставив (14) в (11), получим сигнал, дискретность которого определяет скорость изменения параметра $I(t)$.

Между тем, для исключения дискретных разрывов модулированного колебания $s_{\text{ФМ}}(t)$ предлагается дискретной функцией $I(t)$ модулировать модулирующее колебание $u_{\Omega}(t)$, в результате чего получим

$$\hat{u}_{\Omega}(t) = U_{\Omega} \cos(\Omega t + I(t)). \quad (15)$$

И лишь затем модулирующим сигналом (15) модулировать искомое колебание (знак $\hat{}$ указывает на дискретный характер модулирующего колебания). Результирующий сигнал целесообразно представить в терминах выражения (13):

$$s_{\text{ФМ}}(t) = U_m \cos[\omega_{\text{н}}t + \varphi_0 + \hat{u}_{\Omega}(t)] = U_m \cos[\omega_{\text{н}}t + \varphi_0 + \hat{m}_{\text{ФМ}} \cos(\Omega t)]. \quad (16)$$

В результате указанных процедур получаем сигнал ФМ, в котором индекс $m_{\text{ФМ}}$ будет без разрывности изменяться по закону $\cos(\Omega t)$ в интервале от 0 до π .

Таким образом, нам удалось сформировать непрерывное колебание, обеспечивающее перенос дискретной информации. Для удобства определим полученный указанным образом сигнал как фазодискретное непрерывное (ФДН) колебание.

Анализ спектральной эффективности фазодискретных непрерывных сигналов

В интересах практического использования сигналов ФДН целесообразно оценить их по рассмотренным выше параметрам, в частности, оценить их спектральную эффективность. Для этого было проведено имитационное моделирование.

В частности, был определен информационный сигнал $I(t)$ в виде импульсной последовательности (рис. 3).

Здесь и далее на рисунках указано не абсолютное время, а число дискретных отсчетов.

Затем на его основе в соответствии с выражениями (13), (14) и (16) сформировали сигналы ФМн2 и ФДН2 с одинаковыми несущими частотами. Предварительно для формирования сигнала ФДН2 был синтезирован модулирующий сигнал в соответствии с выражением (15). Синтез осуществлялся из расчета один период на длительности информационного символа.

Так, на рис. 4 показаны: информационный сигнал $I(t)$ на длительности трех информационных символов; сигнал $\hat{u}_{\Omega}(t)$, модулирующий результирующий сигнал ФДН2; сформированный сигнал ФМн2 $s_{\text{ФМн2}}(t)$; сформированный сигнал $s_{\text{ФДН2}}(t)$. Указаны также разрывы фазы в местах смены информационных символов.

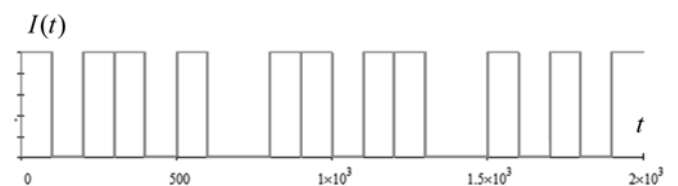


Рис. 3. Последовательность информационных импульсов

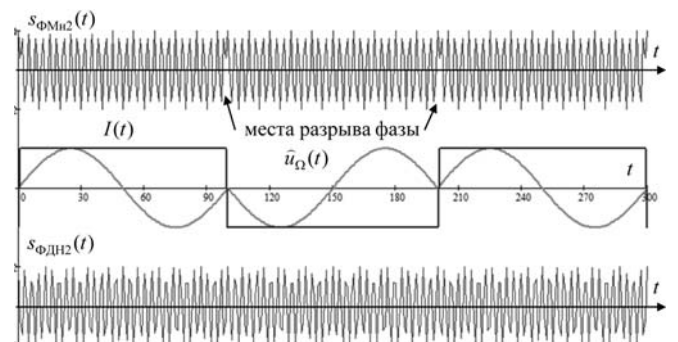


Рис. 4. Сигналы, синтезированные в процессе эксперимента

Заключение

Результаты теоретического исследования и данные практического эксперимента позволяют заключить, что разработанный подход отвечает требованиям формирования сигналов с плавным изменением фазы, обеспечивающих передачу дискретной информации.

В настоящей работе проанализирована возможность формирования сигналов для двухпозиционной фазовой манипуляции. Однако разработанный подход допускает использование в качестве модулирующего сигнала и других сигнальных конструкций, в частности, ФМн4, сигналы с минимальным частотным сдвигом, а также более сложные сигналы квадратурно-амплитудной модуляции [8] и др.

Дальнейшие исследования авторы связывают с вопросами разработки эффективных методов демодуляции сигналов ФДН [9]. Кроме того, характер спектра сигналов ФДН позволяет предположить, что гармоника основной частоты не является информационной, и это позволяет ее исключить в ходе дальнейшей обработки. Таким образом, по аналогии с амплитудной модуляцией открывается возможность синтеза ФДН сигналов с балансной модуляцией, с частично подавленной несущей и с одной боковой полосой. В то же время ярко выраженный пик в частотной области может быть использован для обнаружения излучений [10]. Но все эти вопросы требуют дальнейшей тщательной проработки.

Список литературы

1. Меркушева А. В. Элементы прикладной теории время-частотных преобразований и обработки нестационарных сигналов в информационно-измерительных системах // Информационные технологии. 2012. № 3. С. 1–32.
2. Мандрикова О. В., Полозов Ю. А. Автоматизированный способ обработки сигналов со сложной структурой // Информационные технологии. 2008. № 12. С. 15–19.
3. Табаков Ю. Г. Модель и алгоритм обработки низкочастотного сигнала для тренажера на основе вейвлет-преобразований // Информационные технологии. 2015. Т. 21. № 6. С. 464–468.
4. Дворников С. В., Дворников С. С., Спирин А. М. Синтез манипулированных сигналов на основе вейвлет-функций // Информационные технологии. 2013. № 12. С. 52–55.
5. Hong L. and Ho K. C. Classification of BPSK and QPSK signals with unknown signal level using the Bayes technique // Proc. IEEE ISCAS. 2003. P. IV.1–IV.4.
6. Panagiotou P., Anastasopoulos A., Polydoros A. Likelihood ratio tests for modulation classification // Proc. IEEE MILCOM. 2000. P. 670–674.
7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е испр.: Пер. с англ. М.: ИД "Вильямс", 2004. 1104 с.
8. Дворников С. В., Пшеничников А. В., Русин А. А., Дворников А. С. Повышение помехоустойчивости сигналов кам-16 с трансформированными созвездиями // Вопросы радиоэлектроники. Сер. "Техника телевидения". 2014. № 2. С. 51–56.
9. Дворников С. В., Устинов А. А., Пшеничников А. В., Борисов В. В., Москалец А. Г., Бурькин Д. А. Демодуляция сигналов ОФТ на основе адаптивного порога // Вопросы радиоэлектроники. Сер. "Техника телевидения". 2013. № 2. С. 90–97.
10. Дворников С. В. Метод обнаружения сигналов диапазона ВЧ на основе двухэтапного алгоритма принятия решения // Научное приборостроение. 2005. Т. 15, № 3. С. 114–119.

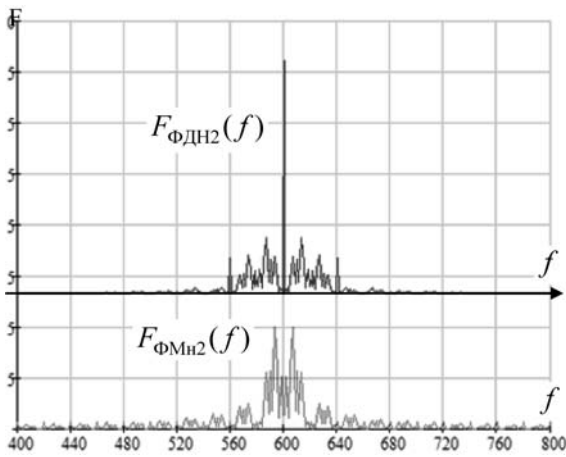


Рис. 5. Спектры исследуемых сигналов

С учетом того, что целью исследования являлась оценка спектральной эффективности сигналов ФДН по отношению к ФМн, были синтезированы спектры указанных сигналов, представленные на рис. 5. Для лучшей наглядности спектры разнесены по оси ординат, а значения частоты даны в спектральных отсчетах преобразования Фурье.

Спектральная эффективность оценивалась как отношение полос, занимаемых спектрами исследуемых сигналов:

$$\gamma^A = \frac{\Delta F_{\text{ФМн}2}^A}{\Delta F_{\text{ФДн}2}^A}, \quad (17)$$

где A — число (в процентах), обрабатываемых (учитываемых) частотных составляющих спектра.

Таким образом, значение $\gamma^{95\%} = \frac{\Delta F_{\text{ФМн}2}^{95\%}}{\Delta F_{\text{ФДн}2}^{95\%}} = 2,4$

указывает, что для учета 95 % частотных составляющих спектра полоса частот для сигнала ФМн2 должна быть в 2,4 раза шире аналогичной полосы для сигнала ФДН2.

В таблице указаны значения показателя, определяемого формулой (17), полученные в ходе исследования.

Результаты спектральной эффективности сигнала ФДН2 по отношению к сигналу ФМн2

$A, \%$	99,5	98	97	96	95	94	93	92	91	90	80
γ^A	10	4,8	3,7	3	2,4	2,1	1,8	1,7	1,3	1,25	1

Анализ результатов таблицы показывает, что по уровню 80 % учета спектральных составляющих исследуемые сигналы занимают равные полосы частот. Однако с увеличением показателя A спектральная эффективность ФДН2 существенно возрастает по отношению к ФМн2.

Forming Signals with Continuous Phase for Broadcast Discrete Information

The limitation of frequency range requires the development of new types of modulated signals. To determine the effectiveness of new types of signals are invited to identify the noise immunity of the signals and their spectral efficiency as a criteria. Protection against interference is defined by the signal / noise ratio, for predetermined value of the bit error rate. Under spectral efficiency we mean the bandwidth required to reliably transmit the signal at a predetermined rate.

Currently, the most effective criterion for noise immunity is phase shift keying. Therefore signals of PSK were taken as the basis for the study. The analysis showed that the synthesis signals of phase shift keying can be representing as a sequence of radio pulses. The RF pulse duration is determined by changed of the phase discontinuity information symbol. Consequently, the spectrums of phase-shift keyed signals are similar to the spectrum of a sequence of pulses. Provided that the sequence and signals have the same data rate.

The results allow concluding that the phase-shift keyed signals have a good the noise immunity, but they do not satisfy in terms of spectral efficiency. This fact explains the phase discontinuity when changing the information symbol.

In order to improve the spectral efficiency of the phase-shifted signals are invited to perform the following sequence of actions.

In the first phase is created a signal which is a modulating signal. The modulating signal is a signal whose phase signal is manipulated by the law of the information signal. Thus, the minimum length of the information signal is equal to one period of the frequency of the modulating oscillations. The result is a phase-shift keyed signal of low frequency.

The second stage of algorithm produces a resultant modulated signal. For this purpose, phase of high frequency signal formed by the law by which changes phase-shift keyed signal of low frequency.

The result is obtained the signal of phase-modulation, whose spectrum occupies a smaller bandwidth compared with the corresponding speed transmission PSK signal. At the same time, the resultant signal of phase-modulation allows you to transfer discrete information. This fact makes it interesting for digital information transmission systems via radio.

The experiment showed that a new class of signals is has 2–3 times better spectral efficiency level of conservation in the transmission band of 85–95 % of the energy. A new class is defined as signals with signals of phase-modulated continuous-discrete.

Keyword: phase manipulation, discrete information, spectral efficiency signals, phase manipulation with smoothly phase changes, control channels

References

1. **Merkusheva A. V.** Jelementy prikladnoj teorii vremjachastotnyh preobrazovanij i obrabotki nestacionarnyh signalov v informacionno-izmeritel'nyh sistemah, *Informacionnye tehnologii*, 2012, no. 3, pp. 1–32.
(Merkusheva A. V. Elements of applied theory of time, frequency conversion and processing of non-stationary signals in the data-measuring systems. Information Technology. 2012. N. 3. P. 1–32.)
2. **Mandrikova O. V., Polozov Ju. A.** Avtomatizirovannyj sposob obrabotki signalov so slozhnoj strukturoj, *Informacionnye tehnologii*, 2008, no. 12, pp. 15–19.
(Mandrikova O. V., Polozov Y. A. An automated method for processing signals with a complex structure. Information Technology. 2008. N. 12. P. 15–19.)
3. **Tabakov Ju. G.** Model' i algoritm obrabotki nizkochastotnogo signala dlja trenazhera na osnove vejvlet-preobrazovanij, *Informacionnye tehnologii*. 2015. vol. 21. no. 6. pp. 464–468.
(Tabakov Y. G. Model and algorithm of the baseband signal processing for the simulator based on wavelet transforms. Information Technology. 2015. T. 21. no 6. S. 464–468.)
4. **Dvornikov S. V., Dvornikov S. S., Spirin A. M.** Sintez manipulirovannyh signalov na osnove vejvlet-funkcij, *Informacionnye tehnologii*, 2013, no. 12, pp. 52–55.
(Dvornikov S. V., Dvornikov S. S., Spirin A. M. Synthesis manipulates-bathrooms signals based on wavelet functions. Information Technology. 2013. N. 12. P. 52–55.)
5. **Hong L. and Ho K. C.** Classification of BPSK and QPSK signals with unknown signal level using the Bayes technique. *Proc. IEEE ISCAS*, 2003, pp. IV.1–IV.4.
6. **Panagiotou P., Anastasopoulos A., Polydoros A.** Likelihood ratio tests for modulation classification. *Proc. IEEE MILCOM*, 2000, pp. 670–674.
7. **Sklyar B.** Cifrovaja svjaz'. Teoreticheskie osnovy i praktičeskoe primenenie. Izd. 2-e ispr.: Per. s angl. Moscow: ID "Vil'jams", 2004. 1104 p.
(B. Sklar. Digital communication. Theoretical bases and practical application. Ed. 2nd Corr.: Trans. from English. Moscow: Publishing House "Williams", 2004. 1104 p.)
8. **Dvornikov S. V., Pshenichnikov A. V., Rusin A. A., Dvornikov A. S.** Povyshenie pomehoustojčivosti signalov kam-16 s transformirovannyimi sovezdijami, *Voprosy radioelektroniki. Serija: Tehnika teledenija*, 2014, no. 2, pp. 51–56.
(Dvornikov S. V., Pshenichnikov A. V., Rusin A. A., Dvornikov A. S. In elevated noise immunity of the signals with 16QAM constellations transformed. Questions electronics. Series: Television Technology. 2014. N. 2. P. 51–56.)
9. **Dvornikov S. V., Ustinov A. A., Pshenichnikov A. V., Borisov V. V., Moskalec A. G., Burykin D. A.** Demoduljacija signalov OFT na osnove adaptivnogo poroga. *Voprosy radioelektroniki. Serija: Tehnika teledenija*, 2013, no. 2, pp. 90–97.
(Dvornikov S. V., Ustinov A. A., Pshenichnikov A. V., Borisov V. V., Moscalets A. G., Burykin D. A. Signal Demodulation OFT based on the ADAP-tive threshold. Questions electronics. Series: Television Technology. 2013. N. 2. P. 90–97.)
10. **Dvornikov S. V.** Metod obnaruzhenija signalov diapazona VCh na osnove dvuhjetapnogo algoritma prinjatija reshenija, *Nauchnoe priborostroenie*, 2005, vol. 15, no. 3, pp. 114–119.
(Dvornikov S. V. Detection Method of HF signals on the basis of a two-stage decision algorithm. Scientific instrument. 2005. Vol. 15, N. 3. P. 114–119.)