



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-1-37-44>

УДК 621.398

МЕТОД СЖАТИЯ СПЕКТРА ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПЕРЕКРЫВАЮЩИХСЯ ИМПУЛЬСОВ

В. П. ДОМЕНИКОВ¹, А. Г. САПЕРОВ, Н. Н. УЛАСЮК², А. С. СТРОГОВА³

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(Минск, Республика Беларусь)

²Белорусский национальный технический университет (Минск, Республика Беларусь)

³Белорусский государственный университет (Минск, Республика Беларусь)

Аннотация. Разработана аппаратно-программная модель для конструирования параметров сигнала передачи данных в условиях зашумленной среды. Проанализированы подходы к проблеме увеличения пропускной способности информационных каналов, применяемые в специализированных научно-практических исследованиях. Приведена схема идентификации квазигармонических и прямоугольных сигналов для модификации в общий групповой сигнал. Получено экспериментальное подтверждение устойчивости вычислительного процесса при моделировании цифровых потоков с применением перекрывающихся квазигармонических сигналов. Принципиальные положения расчета базисных составляющих канального импульса позволяют проектировать устройства с высокой производительностью обмена.

Ключевые слова: обмен информацией, оценка передачи данных, компрессор, перекрывающиеся импульсы, квазигармонический сигнал.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Метод сжатия спектра широкополосного сигнала с использованием перекрывающихся импульсов / В. П. Домеников [и др.] // Доклады БГУИР. 2026. Т. 24, № 1. С. 37–44. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-1-37-44>.

A METHOD FOR COMPRESSING THE SPECTRUM OF A WIDEBAND SIGNAL USING OVERLAPPING PULSES

VITALY DOMENICOF¹, ANATOLY SAPEROV, NIKOLAJ ULASUK²,
ALEXANDRA STROGOVA³

¹Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

²Belarusian National Technical University (Minsk, Republic of Belarus)

³Belarusian State University (Minsk, Republic of Belarus)

Abstract. A hardware and software model for constructing data transmission signal parameters in a noisy environment has been developed. Approaches to increasing the throughput of information channels, applied in specialized scientific and practical research, are analyzed. A scheme for identifying quasi-harmonic and rectangular signals for modification into a common group signal is presented. Experimental confirmation of the stability of the computational process when modeling digital streams using overlapping quasi-harmonic signals is obtained. The fundamental principles of calculating the basic components of a channel pulse enable the design of devices with high data throughput.

Keywords: information exchange, data transmission evaluation, compressor, overlapping pulses, quasi-harmonic signal.

Conflict of interests. The authors declare that there is no conflict of interests.

For citation. Domenikof V., Saperov A., Ulasuk N., Strogova A. (2026) A Method for Compressing the Spectrum of a Wideband Signal Using Overlapping Pulses. *Doklady BGUIR*. 24 (1), 37–44. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2026-24-1-37-44> (in Russian).

Введение

В системах дистанционного контроля энергоустановками территориальная рассредоточенность пунктов сбора информации налагает жесткие технические требования к средствам передачи данных. Особо выделяются системы эксплуатационного контроля мощных турбогенераторов и устройств возбуждения и охлаждения, включающих подсистемы контроля и регистрации параметров, характеризующие тепловое и электрическое состояния турбогенераторов, а также устройства релейной защиты и автоматики как в установившихся, так и в переходных режимах, и подсистемы виброконтроля. Например, в интегрированной автоматизированной системе технологического контроля [1] контроль за работой турбогенераторов и их систем возбуждения и охлаждения осуществляется системой виброконтроля и защиты «Лукомль», контроллерами сбора аналоговой и цифровой информации, регистраторами РАС-ИТМ, а также системой централизованного контроля А701-03. Обработанная в рабочей станции технологического контроля (РСТК) генератора информация выдается в локальную вычислительную сеть (ЛВС) электроцеха. Скорость передачи и достоверность информации внутри ЛВС предельно высока и достаточна для принятия оперативных действий. Циклический обмен данными между РСТК и первичными системами сбора аналоговой и дискретной информации осуществляется с интервалами времени T , не превышающими 1–2 с. В качестве технических средств для обмена данными между А701-03 и РСТК применяется низкоскоростной последовательный интерфейс RS-232, а функционирование цифровых потоков между системой «Лукомль», контроллерами сбора аналоговой и цифровой информации и РСТК реализовано высокоскоростной многопроводной шиной. Общая скорость передачи данных в сети указанных первичных интерфейсов на порядок меньше скорости в ЛВС и согласуется с помощью специального программного обеспечения.

Для выравнивания скоростных потоков сети первичных интерфейсов и ЛВС предлагается метод повышения пропускной способности каналов низкоскоростной сети до уровня ЛВС. Импульсы передачи данных в каждом канале в статье рассматриваются как перекрывающиеся во времени [2].

Цель исследований заключалась в следующем:

– разработать метод повышения пропускной способности канала связи в зашумленной среде за счет перекрытия импульсов во времени, частоте и амплитуде без расширения полосы пропускания;

– создать и экспериментально подтвердить аппаратно-программную модель для практической реализации метода на базе программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) с целью его использования в системах дистанционного мониторинга и других системах с ограниченным спектром.

Методика проведения эксперимента

Традиционная оценка пропускной способности канала $G_{\text{ш}}$ осуществляется по формуле

$$G_{\text{ш}} = \Delta f_{\text{с,к}} \log_2(1 + P_{\text{с}}/P_{\text{ш}}), \quad (1)$$

где $\Delta f_{\text{с,к}}$ – эффективная полоса пропускания канала; $P_{\text{с}}/P_{\text{ш}}$ – отношение мощностей сигнала и шума.

Увеличить пропускную способность канала $G_{\text{ш}}$ при его неизменной полосе пропускания $\Delta f_{\text{с,к}}$ можно за счет перекрытия импульсов во время передачи их по каналу, если их перекрывать одновременно по времени, частоте и амплитуде [3]. Импульсы $Y(t)$ конструируются таким образом, чтобы в каждый наблюдаемый момент времени их сумма давала такую же спектральную полосу, как и спектр одиночного импульса $Y(t)$. Если обозначить спектр одиночного импульса $Y(t)$ через спектральную полосу $\Delta f_{\text{с,у}}$, занимаемую одним конструируемым импульсом $Y(t)$, можно записать требование

$$\Delta f_{\text{с,к}} \equiv \Delta f_{\text{с,у}}. \quad (2)$$

Во избежание роста мощности сигнала в канале $P_{\text{с}}$ импульсы $Y(t)$ рассчитываются так, чтобы при их суммировании до поступления в канал результирующий сигнал $U_{k,i}$ требовал для передачи не более 12-разрядного цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). Другими словами, динамический диапазон $U_{k,i}$ при перекрытии импульсов должен быть значительно меньше, чем при передаче тех же импульсов последовательно друг за другом.

Реальная полная мощность сигнала P_c при таком методе передачи до поступления в канал растет по закону $e(\varphi_2)$, при этом значение φ_2 определяется числовыми значениями параметров конструируемого импульса $Y(t)$. Определение фазовой составляющей $\varphi(t)$ базисной функции $Y(t)$ приведено в [4]. В результате среднее значение полезной составляющей (обозначим ее $P_{c,п}$) полной мощности сигнала P_c после перекрытия всех Q импульсов $Y(t)$ становится в Q/L раз меньше постоянной составляющей мощности сигнала (спектральной компоненты на нулевой частоте) $P_{c,0}$, то есть

$$P_{c,п} \ll P_{c,0}. \quad (3)$$

Таким образом, не несущая полезной информации постоянная составляющая $P_{c,0}$ до поступления в канал вычитается, и в канале имеет место исключительно $P_{c,п}$. На приеме при восстановлении информации из канала значение постоянной составляющей добавляется к значению $P_{c,п}$. Следовательно, если в (1) значение $(1 + P_c/P_{ш})$ заменить значением $e(\varphi_2)$, то пропускная способность канала $G_{ш}$ оценивается как

$$G_{ш} \approx \Delta f_{c,к} \varphi_2. \quad (4)$$

Формула (4) обладает уникальным свойством. Во-первых, в ней отсутствует знак \log_2 . Во-вторых, удастся передавать информацию с большой скоростью, не расширяя эффективной полосы пропускания канала $\Delta f_{c,к}$. В-третьих, этот же поток информации идет без увеличения отношения $P_c/P_{ш}$, т. е. в том же динамическом диапазоне $U_{k,i}$. Если для простоты обратиться к традиционно «медленному» каналу тональной частоты с его параметрами $P_c = 32$ мВт, $P_{ш} = 100$ ПВт и $\Delta f_{c,к} = 3,4$ кГц, то пропускная способность $G_{ш}$ будет составлять примерно 64,6 кбит/с. В соответствии с (4) верхний предел скорости передачи по тому же каналу оценивается по-новому. Согласно [5], аргумент φ_2 в выражении (4) определяется по формуле

$$\varphi_2 \approx \frac{3,5 \cdot 10 - 2L32 \frac{P_c}{P_{ш}}}{\ln \left(CL \frac{L}{2} + \frac{1}{P_{ош}} \right)}, \quad (5)$$

где L – длина рабочего участка импульса $Y(t)$; $P_{ош}$ – требуемая вероятность ошибки приема кода; $CL \frac{L}{2} + 1$ – число сочетаний из L по $L/2 + 1$.

Используя (5) в выражении (4), формулу пропускной способности канала можно представить следующим образом:

$$G_{ш} \approx \Delta f_{c,к} \frac{3,5 \cdot 10 - 2L32 \frac{P_c}{P_{ш}}}{\ln \left(CL \frac{L}{2} + \frac{1}{P_{ош}} \right)}. \quad (6)$$

В соответствии с теоремой Шеннона о пропускной способности канала в [6] показано, что для устойчивого декодирования скорость v всегда меньше пропускной способности $G_{ш}$, поэтому выражение (6) для количественной оценки пропускной способности канала позволяет по-новому оценивать скорость передачи данных v при ограниченных параметрах канала $\Delta f_{c,к}$ и $P_c/P_{ш}$. Можно показать, что скорость v всегда пропорциональна множителю $L9$ [7], в то время как $G_{ш}$ пропорциональна $L32$ в выражении (6).

Результаты исследований и их обсуждение

На рис. 1 построена зависимость пропускной способности канала $G_{ш}$ (графики 1, 2, 3) и скорости передачи данных v , бит/с (графики 4, 5, 6) от параметра L (L – безразмерная величина) при следующих исходных данных: $\Delta f_{c,к} = 3,4$ кГц; $P_c/P_{ш} = 10$; 1; 0 и 1 (линии 1 и 4; 2 и 5; 3 и 6 соответственно); $P_{ош} = 10-15$. Описание процесса декодирования информации (восстановление из смеси «сигнал + шум») рассмотрено в [8].

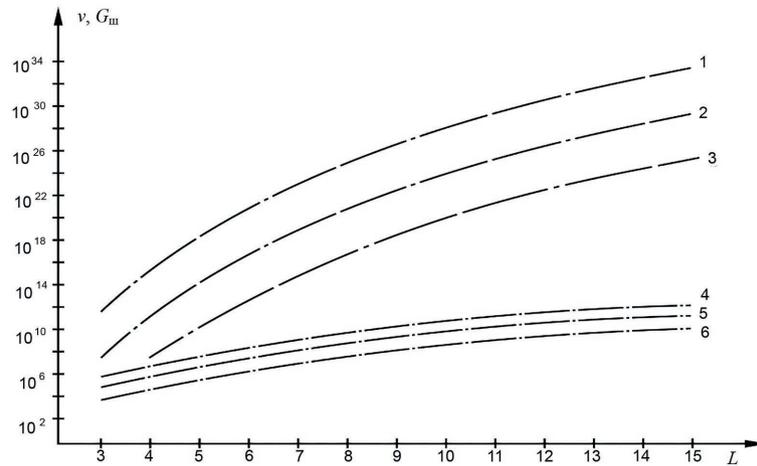


Рис. 1. Зависимость пропускной способности канала $G_{ш}$ (1, 2, 3) и скорости передачи v (4, 5, 6) от параметра L

Fig. 1. Dependence of channel capacity G_{sh} (1, 2, 3) and transmission speed v (4, 5, 6) on parameter L

Для экспериментальной проверки повышения пропускной способности канала без существенного увеличения его полосы пропускания были изготовлены два макета: схемотехнический и программный. Программный макет реализует конструирование, перекрытие и передачу по каналу импульсов $Y(t)$ с заранее заданной скоростью и полосой пропускания $\Delta f_{c,k}$. Декодирование осуществляется с вероятностью ошибки $P_{ош} = 10-15$ при различных значениях L и $P_c/P_{ш}$. Результаты моделирования показали, что в полосе пропускания канала (затухание и дисперсия не моделируются, так как это относится к свойствам каналообразующей аппаратуры) $\Delta f_{c,k} = 3,4$ кГц при отношении мощностей канала и шума $P_c/P_{ш} = 32$ мкВт/100 ПВт возможно передавать информацию со скоростью ~ 100 Мбит/с и принимать на обратной стороне канала с вероятностью ошибки не более 10–15. На рис. 2 представлена структура программного макета для организации моделирования (АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ПДК – последовательный двоичный код).

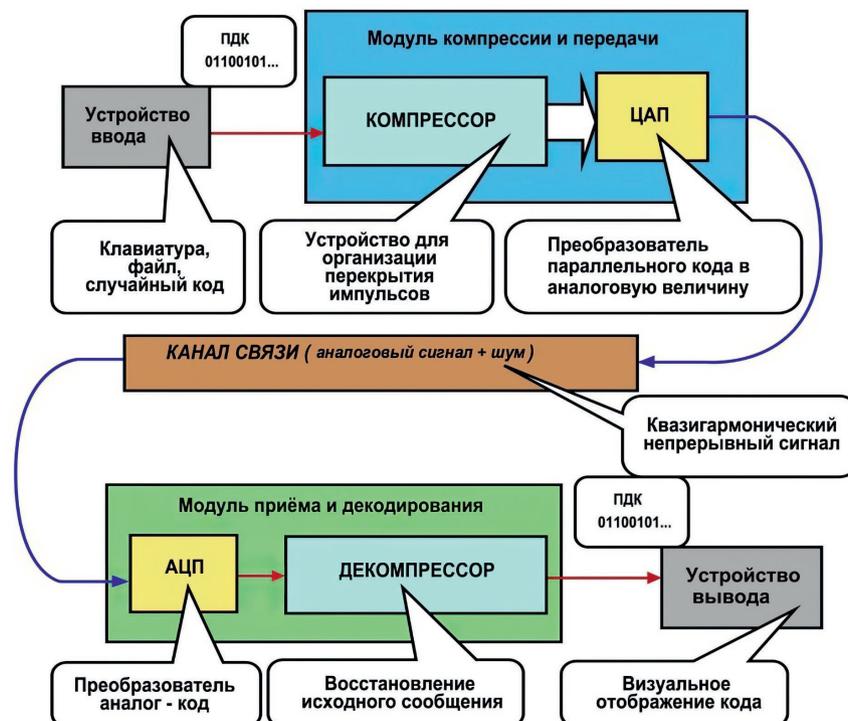


Рис. 2. Программный макет экспериментальной модели «передатчик–канал связи–приемник»
Fig. 2. Software layout of the experimental model “transmitter–communication channel–receiver”

Схемотехнический макет был реализован на модуле Starter Kit, представлявшем собой отладочное устройство для проектирования ПЛИС платформы Spartan-3. Емкость ПЛИС составляла 200 тыс. вентилях на кристалл, к его выходу подключался контроллер MSP430 со встроенными 12-разрядными ЦАП/АЦП. Задача этой проверки – показать принципиальную возможность аппаратной реализации выражения (6). Сконструированный заранее импульс $Y(t)$ через LPT-порт компьютера загружается в ПЛИС и хранится в нем на все время передачи. Перекрытие, передача на вход ЦАП сигнала $U_{k,i}$ реализованы в ПЛИС схемотехническим редактором.

На рис. 3 представлен фрагмент сигнала в канале. Характеристика сигнала носит квазигармонический характер, что позволяет ограничить полосу пропускания применением полосового фильтра. Амплитуды сигнала представлены значениями ЦАП, следующими через интервалы времени T .

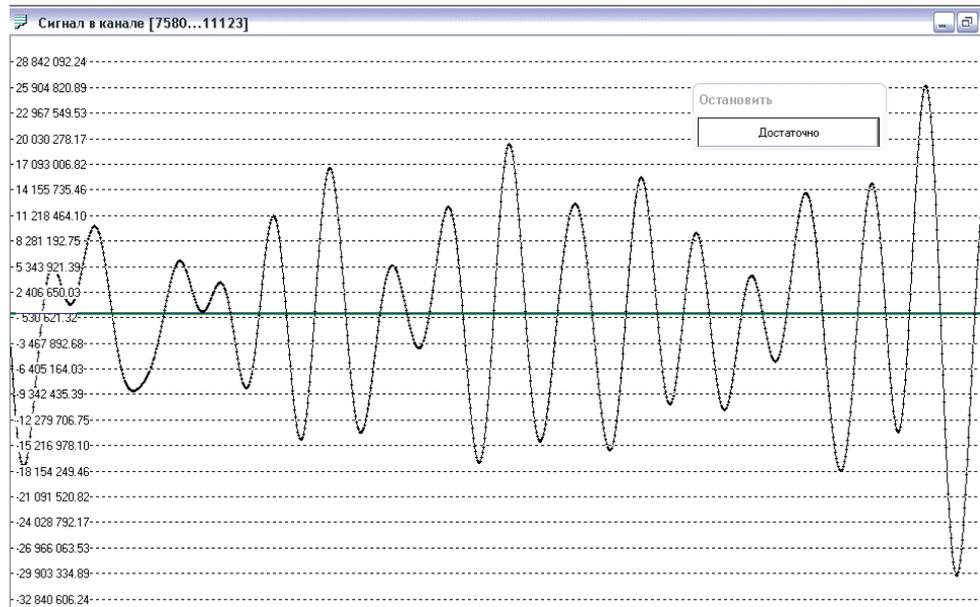


Рис. 3. Зависимость амплитуд квазигармонического сигнала в канале от интервалов времени T
Fig. 3. Dependence of the amplitudes of the quasi-harmonic signal in the channel from time intervals T

Плавный квазигармонический сигнал позволяет сосредоточить основную часть энергии в узкой полосе частот (0,43–3,34 кГц). На рис. 4 представлена амплитудно-частотная характеристика сигнала в канале.

Для реализации метода, изложенного в [9], рассмотрим некоторые алгоритмические варианты. Для перекрытия во времени импульсов передачи данных (ИПД) наиболее «классический» стиль – это пирамида сумматоров. Разрядность сумматоров определяется количеством двоичных разрядов максимального отсчета ИПД, конструируемого с помощью математической базисной функции (БФ) по алгоритму [9]. Количество сумматоров в пирамиде Q тождественно равно числу отсчетов БФ и вычисляется по формуле

$$Q \approx \sqrt{\frac{\pi \ln \frac{1}{\psi} \ln^2 C}{22,5e}} \cdot \frac{P_e}{P_{\text{ш}}} \cdot \frac{L^9}{(M-1)^2 \ln(C_L^{L/2+1} / P_{\text{ош}})}, \quad (7)$$

где M – разрядность передаваемого двоичного кода, в рассматриваемом случае $M = 2$; $C = L\sqrt{Q}$; ψ – минимальное значение спектральной плотности сигнала, на котором еще возможно устойчивое декодирование (определено на уровне 0,1).

Число секций S пирамиды сумматоров определяется выражением

$$S = \log_2 \left[\frac{Q+1}{n} \right], \quad (8)$$

где n – число входов сумматора.

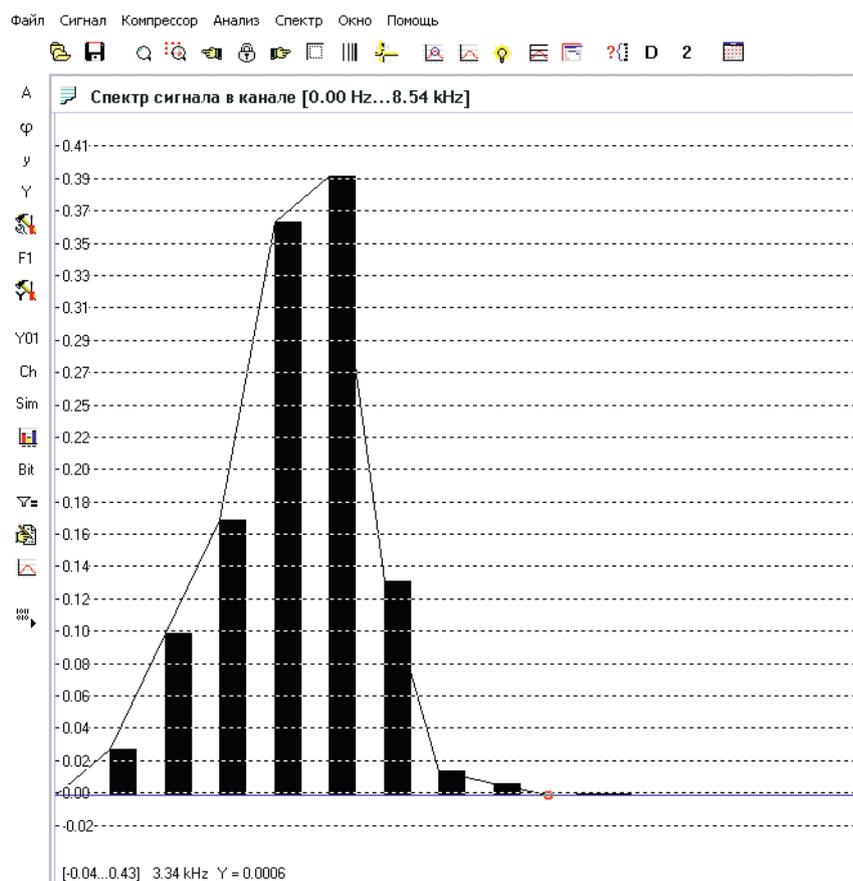


Рис. 4. Амплитудно-частотная характеристика сигнала в канале
Fig. 4. Amplitude-frequency response of the signal in the channel

Таким образом, задержка в формировании выходного отсчета сигнала по такой схеме будет равна S . Например, при $Q = 2048$ для реализации указанной пирамиды потребуется 2047 16-рядных сумматоров с максимальной задержкой сигнала на выходе схемы в 11 тактов.

Второй вариант реализации перекрытия с суммированием – последовательный перебор всех Q -регистров БФ и суммирование их в накапливающем сумматоре. Этот вариант предпочтительнее с точки зрения использования процентного заполнения ПЛИС, поскольку необходим всего лишь один сумматор вместо 2047, как в предыдущем варианте. Но проигрыш состоит в пропорциональном увеличении времени формирования выходного отсчета сигнала.

Поскольку речь идет о доказательстве принципиальной возможности технической реализации разрабатываемого устройства, рационально остановиться на втором варианте структуры перекрытия с суммированием, как наиболее простом и наглядном. Выбор схемы осуществлен по заранее оговоренному алгоритму «сдвиг–суммирование» [9]. В процессе исследований было выбрано устройство для организации перекрытия импульсов с помощью компрессора, представленного на рис. 5.

Выбор оборудования и оценка его эффективности проводились методом вычисления времени для получения выходного отсчета $U_{k,i}$. Наиболее гибкая система для многократного проектирования и отладки схем была получена на основе продукции фирмы Xilinx. В эксперименте использовалась ПЛИС типа FPGA емкостью до 10 млн системных вентилях на кристалл и с внутренней тактовой частотой ~ 320 МГц. Даже при максимальной длине БФ $Q = 1024$ (максимальная емкость PROM) на выходе ПЛИС реальная скорость передачи данных v составляла 320 кбит/с.

Следует отметить, что эксперимент обусловлен фактом доказательства принципиальной возможности технической реализации изобретения, поэтому в качестве преобразователей «напряжение–код» применялся контроллер MSP430 со встроенными ЦАП/АЦП и невысокой частотой преобразования (200 кГц). Это позволяет передавать и принимать информацию по каналу связи со скоростью ≤ 200 кбит/с, что почти в три раза больше, чем по формуле (1).

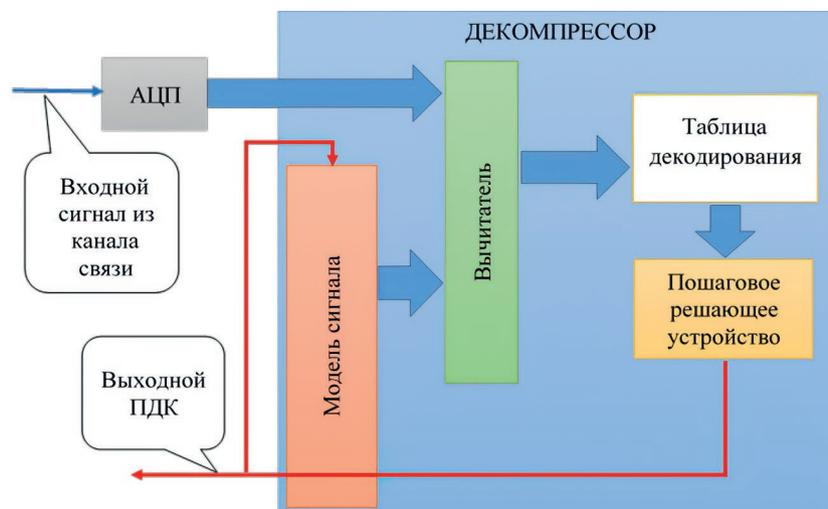


Рис. 5. Структурная схема декодирования сигнала
Fig. 5. Block diagram of signal decoding

Заключение

1. Разработан метод оценки пропускной способности канала за счет применения способа перекрытия импульсов по времени, амплитуде и частоте. Построена новая аппаратно-программная структура для оценки пропускной способности канала в условиях шума.

2. Экспериментально подтверждена устойчивость вычислительного процесса при моделировании цифровых потоков с применением прямоугольных и квазигармонических сигналов. Приведена схемотехническая платформа для проектирования устройств на базе ПЛИС типа FPGA.

3. Разработанный метод сжатия спектра широкополосного сигнала на основе перекрывающихся импульсов обладает научной новизной, заключающейся в новом подходе к повышению пропускной способности канала без расширения его полосы и в предложенной упрощенной формуле для ее оценки, исключающей логарифмическую зависимость. Его практическая значимость подтверждена созданием работоспособной аппаратно-программной модели, демонстрирующей возможность значительного увеличения скорости передачи данных (до ~100 Мбит/с в полосе 3,4 кГц) в условиях шума, что открывает перспективы для эффективной модернизации узкополосных каналов в системах дистанционного контроля, телеметрии и связи.

Список литературы

1. Интегрированная автоматизированная система технологического контроля турбогенераторов / В. Х. Сопьяник [и др.] // Энергетика. Известия высших учебных заведений и энергетических объединений СНГ. 2002. № 3. С. 27–31.
2. Трубицын, Л. М. Передача аналогового сигнала перекрывающимися импульсами / Л. М. Трубицын // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 1986. № 6.
3. Саперов, А. Г. Расчет формы помехоустойчивого импульса для передачи двухпозиционных сигналов / А. Г. Саперов, Л. М. Трубицын // Известия высших учебных заведений. Энергетика. 1990. № 7.
4. Domenicof, V. P. Software and Mathematical Complex “ARM-Workstation Impulse Designer” 2005 Year / V. P. Domenicof, A. G. Saporau // The National Center of Intellectual Property Republic of Belarus. 2019.
5. Code Compression and Decompression and Parallel Compression and Decompression Processor: Binary United States Patent, US 6, 256, 652 B1. Date of Patent Jul. 3, 2001 / A. G. Saperov, N. F. Krot.
6. Устройство для передачи двоичного кода: а. с. (СССР) 1513628, H03M13/00, 1987 / А. Г. Саперов, Л. М. Трубицын // Бюллетень изобретений № 37, 1989.
7. The Method for Repeated Compressing of Data and the Multiprocessor Converter: WIPO/PCT. Application for Utility Patent, International Publication Number WO 2016/185254 A1. International Publication Date Nov. 24, 2016 / A. G. Saperov.
8. Binary Code Compression and Decompression and Parallel Compression and Decompression Processor: Japanese Patent, Patent No 3313733. Date of Patent May 31, 2002 / A. G. Saperov, N. F. Krot.
9. Binary Code Compression and Decompression and Parallel Compression and Decompression Processor: South Korea Patent, Patent No 0313290. Date of Patent Oct. 18, 2001 / A. G. Saperov, N. F. Krot.

References

1. Sopyanik V. Kh., Grinevich A. M., Zhamoidin A. A., Kakuro A. V. (2002) Integrated Automated System for Technological Control of Turbogenerators. *Energetika. Proceedings of the CIS Higher Education Institutions and Power Engineering Associations.* (3), 27–31 (in Russian).
2. Trubitsyn L. M. (1986) Transmission of an Analog Signal by Overlapping Pulses. *News of Higher Education Institutions. Instrumentation Engineering.* (6) (in Russian).
3. Saperov A. G., Trubitsyn L. M. (1990) Calculation of the Shape of an Interference-Resistant Pulse for the Transmission of Two-Position Signals. *News of Higher Education Institutions. Energy.* (7) (in Russian).
4. Domenicof V. P., Sapiorau A. G. (2019) Software and Mathematical Complex “ARM-Workstation Impulse Designer” 2005 Year. *The National Center of intellectual Property Republic of Belarus.*
5. Saperov A. G., Krot N. F. (2001) Binary Code Compression and Decompression and Parallel Compression and Decompression Processor. *United States Patent, US 6, 256, 652 B1, Date of Patent Jul. 3.*
6. Saperov A. G., Trubitsyn L. M. (1989) Device for Transmitting Binary Code. *Copyright Certificate (USSR) 1513628, H03M13/00, 1987. Bulletin of Inventions No 37.*
7. Saperov A. G. (2016) The Method for Repeated Compressing of Data and the Multiprocessor Convertor. *WIPO/PCT. Application for Utility Patent. International Publication Number WO 2016/185254 A1. International Publication Date Nov. 24.*
8. Saperov A. G., Krot N. F. (2002) Binary Code Compression and Decompression and Parallel Compression and Decompression Processor. *Japanese Patent. Patent No 3313733. Date of Patent May 31.*
9. Saperov A. G., Krot N. F. (2001) Binary Code Compression and Decompression and Parallel Compression and Decompression Processor. *South Korea Patent. Patent No 0313290. Date of Patent Oct. 18.*

Received: 15 December 2025

Accepted: 4 February 2026

Вклад авторов

Домеников В. П. выполнил работу в рамках обучения в аспирантуре для написания кандидатской диссертации.

Саперов А. Г. разработал методику, изготовил программную модель, построил графики.

Уласюк Н. Н. выполнил расчеты для вычисления параметров согласно разработанной методике.

Строгова А. С. (научный руководитель) осуществила постановку задачи и сопровождала выполнение исследований в рамках диссертационной работы.

Authors' contribution

Domenikof V. completed this work as part of his postgraduate studies for his candidate's dissertation.

Saperov A. developed a methodology, created a software model, and plotted graphs.

Ulasuk N. performed the calculations for the parameters according to the developed methodology.

Strogoва A. (the research supervisor) formulated the problem and supervised the research as part of the dissertation.

Сведения об авторах

Домеников В. П., асп., Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

Саперов А. Г., канд. техн. наук, пенсионер

Уласюк Н. Н., нач. управления технического обеспечения и обслуживания оргтехники, Белорусский национальный технический университет

Строгова А. С., канд. техн. наук, доц., зам. нач. главного управления науки – начальник отдела организации и сопровождения инновационной деятельности, Белорусский государственный университет

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 17 209-54-66
E-mail: domenicoff@gmail.com
Домеников Виталий Петрович

Information about the authors

Domenikof V., Postgraduate, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Saperov A., Cand. Sci. (Tech.), Pensioner

Ulasuk N., Head of the Department of Technical Support and Maintenance of Office Equipment, Belarusian National Technical University

Strogoва A., Cand. Sci. (Tech.), Associate Professor, Deputy Head of the General Directorate of Science-Head of the Department of Organization and Support of Innovative Activities, Belarusian State University

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 209-54-66
E-mail: domenicoff@gmail.com
Domenikof Vitaly