



Алгоритм синтеза нестационарного координированного многоканального кодека на основе построения интервальных однотипных многосвязных систем

В. В. Иванов^а, аспирант, младший научный сотрудник, orcid.org/0000-0002-4716-9466

Г. С. Воронков^а, канд. техн. наук, старший научный сотрудник, orcid.org/0000-0002-8788-2696

И. В. Кузнецов^а, доктор техн. наук, профессор, orcid.org/0009-0009-2804-6194, igor.kuznetsov-kiw@mail.ru

^аУфимский университет науки и технологий, Заки Валиди ул., 32, Уфа, 450076, РФ

Введение: в рамках проблемы построения энергоэффективных систем связи решается задача разработки алгоритма синтеза нестационарных координированных кодеков по условию обеспечения их асимптотической устойчивости. Актуальность работы подтверждается недостаточной проработанностью темы синтеза координированных кодеков применительно к нестационарным сигналам и процессам и поиска наглядных и удобных методов синтеза подобных устройств. **Цель:** разработать простой с вычислительной точки зрения алгоритм синтеза координированных кодеков с протекающими в них нестационарными процессами. **Методы:** передаточные функции элементов кодека синтезированы исходя из необходимости сохранения устойчивости системы в целом на основании предположений о свойствах передаваемых сигналов и обеспечения голономности связей между отдельными каналами при использовании интервального подхода в оценке нестационарности обрабатываемых сигналов. **Результаты:** разработан алгоритм синтеза многоканального координированного кодека нестационарных сигналов, позволяющего уменьшить динамический диапазон передаваемых в канал связи сигналов. Достоинством алгоритма является независимость его вычислительной сложности от порядка дифференциального уравнения динамической части кодека. Алгоритм позволяет оценить влияние на устойчивость кодека его нестационарной динамической части как в отдельности, так и в симбиозе с интервальной матрицей корреляционных межканальных связей. Определены условия построения инвариантных нестационарных координированных кодеков дифференциальной импульсно-кодовой модуляции с однотипной динамической частью. Теоретические построения подтверждены численным примером и экспериментальными результатами. **Практическая значимость:** описанный метод существенно упрощает процедуру синтеза и разработки координированных групповых кодеков для энергоэффективных систем связи. Использование таких кодеков делает возможным уменьшение разрядной сетки первичных сигналов и, соответственно, снижение битовой скорости передачи данных без потери качества связи. Также разработанный алгоритм может найти применение в управлении нестационарными процессами обработки сигналов в адаптивных кодирующих устройствах.

Ключевые слова – энергоэффективность, импульсно-кодовый модулятор, нестационарные процессы, интервальные однотипные системы, устойчивость систем, многосвязные системы, многоканальные системы.

Для цитирования: Иванов В. В., Воронков Г. С., Кузнецов И. В. Алгоритм синтеза нестационарного координированного многоканального кодека на основе построения интервальных однотипных многосвязных систем. *Информационно-управляющие системы*, 2023, № 5, с. 22–32. doi:10.31799/1684-8853-2023-5-22-32, EDN: GJSXYX

For citation: Ivanov V. V., Voronkov G. S., Kuznetsov I. V. Developing an algorithm for the synthesis of non-stationary coordinated convolutional codec by means of constructing interval homogeneous multi-connected systems. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2023, no. 5, pp. 22–32 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2023-5-22-32, EDN: GJSXYX

Введение

Распространение высокопроизводительных инфокоммуникационных (как беспроводных, так и проводных) систем увеличивает их энергопотребление. При этом до 20 % потребляемой ими энергии приходится на обеспечение передачи большого объема данных [1]. Поэтому снижение энергопотребления оборудования при сохранении (не ухудшении) качества связи — повышение энергоэффективности телекоммуникационных систем — является актуальной задачей [2, 3], особенно для систем беспроводной мобильной связи, поскольку позволяет увеличить длительность автономного функционирования мобильных элементов этих систем [4].

Существует множество инструментально-технологических методов понижения энергопотребления систем связи [5–9], которые имеют свои преимущества и недостатки. Однако, согласно подходу Шеннона [10], достижение энергоэффективности возможно за счет внедрения в технику связи соответствующих алгоритмов преобразования (кодирования) передаваемых сообщений. В частности, к ним относится технология дифференциальной импульсно-кодовой модуляции (ДИКМ) [11], которая обеспечивает эффективное кодирование — «сжатие» передаваемых данных. В качестве дальнейшего развития ДИКМ можно рассматривать использование координированных (КДИКМ) преобразователей в многоканальных системах связи. Основная идея КДИКМ

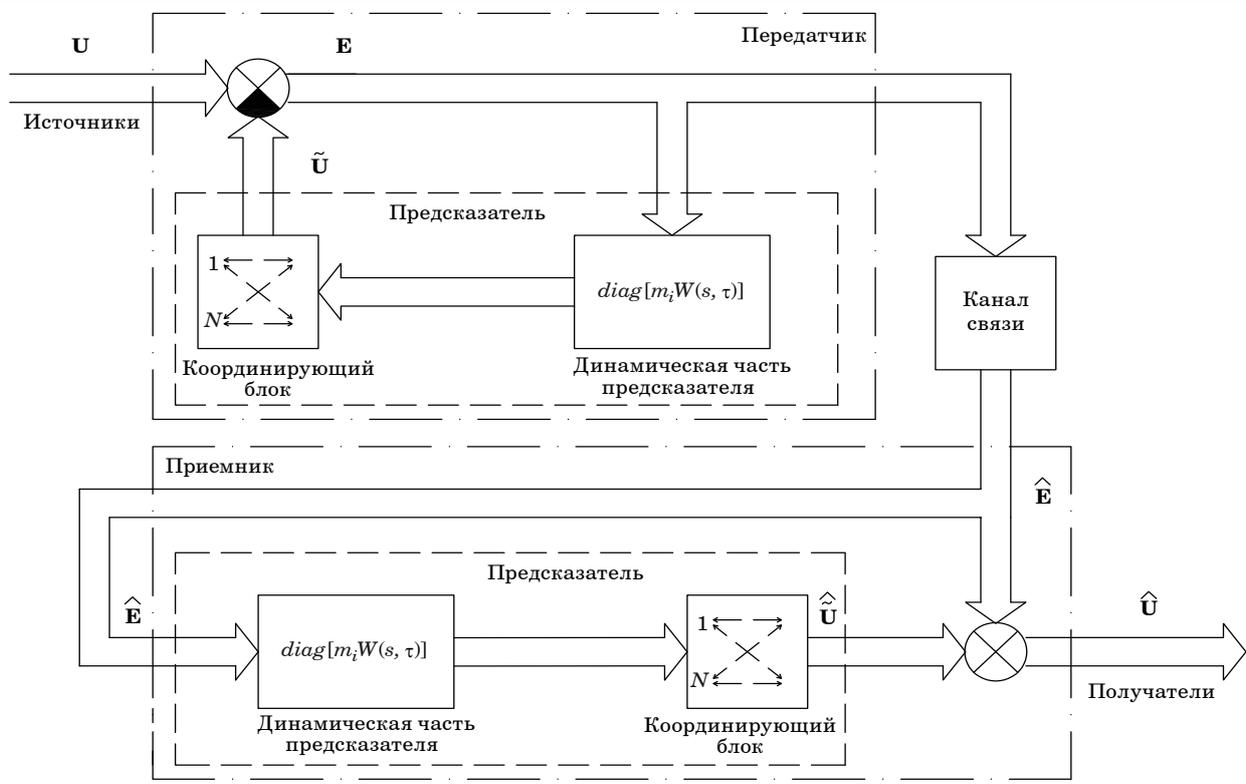
заключается в использовании одного координированного предсказателя по всем каналам многоканальной системы, обеспечивающего «синергетический» эффект уплотнения первичных кодируемых сигналов, выражающийся в повышении коэффициента сжатия, особенно при наличии корреляционной зависимости (линейной связности) первичных сигналов. Использование КДИКМ в системах передачи может рассматриваться в качестве «динамической памяти» и, таким образом, повышает, помимо коэффициента сжатия сигналов, помехоустойчивость этих систем. Последнее приводит к возможности понизить требования к канальной скорости передачи данных и, соответственно, повысить энергоэффективность системы передачи [12].

В работах [11, 13] рассматривался синтез КДИКМ, основанный на оптимизационных методах. Общим недостатком таких систем является инженерная сложность построения общего предсказателя сигналов. Это затрудняет применение систем такого рода при большом количестве обрабатываемых каналов. Кроме того, методы синтеза [11, 13] сформулированы для случая стационарности протекающих в КДИКМ сигналов и процессов, что сужает сферу их применения.

От этих недостатков частично избавлен КДИКМ-кодек с кодирующей (корреляционной) матрицей, синтезированный на основании требования обеспечения его устойчивости без решения оптимизационной задачи. При этом получаемый ДИКМ-преобразователь (кодек) обладает вышеперечисленными свойствами энергосбережения, характеризуется потенциально большим быстродействием и точностью. Однако требуется адаптировать описанную схему координированной обработки сигналов, обеспечивающую устойчивость и точность дифференциальной обработки передаваемых сигналов, для случая нестационарных процессов. Иначе говоря, требуется разработать алгоритм синтеза нестационарной КДИКМ-системы, что удобно сделать (на взгляд авторов) применением интервальных методов анализа для однопотных следящих автоматических систем.

Постановка задачи синтеза нестационарного координированного многоканального кодека

Структурная схема нестационарной n -канальной системы связи, использующей КДИКМ, показана на рис. 1.



■ **Рис. 1.** Структура приемо-передающего тракта многоканальной системы при использовании координированного группового кодека
 ■ **Fig. 1.** Multichannel system transceiver's structure with applied coordinated group codec

На вход передающей части системы связи поступают первичные сигналы $u_i(t)$, где $i = 1..n$, совокупность которых образует вектор входных воздействий $\mathbf{U} = [u_1, \dots, u_n]^T$ (T – оператор транспонирования). На элементах сравнения вычисляются ошибки предсказания (разностные сигналы) $e_i(t)$, образующие в совокупности вектор $\mathbf{E} = [e_1, \dots, e_n]^T$. Его значения определяются выражением

$$\mathbf{E} = \mathbf{U} - \tilde{\mathbf{U}}, \quad (1)$$

где $\tilde{\mathbf{U}}$ – вектор предсказанных значений сигналов, формируемый предсказателем. Значения вектора \mathbf{E} передаются в канал связи, под которым понимается не только среда распространения, но и блоки модуляции (демодуляции) и помехоустойчивого кодирования (декодирования) и т. п.

Из формулы (1) видно, что для получения выигрыша в энергоэффективности необходимо, чтобы модули разностных канальных сигналов были по амплитуде меньше, чем соответствующие исходные сигналы, т. е. происходило сжатие динамического диапазона канальных сигналов [14]:

$$|e_i(t)| < |u_i(t)|. \quad (2)$$

С практической точки зрения это говорит о возможности уменьшения разрядности сетки передаваемых кодовых комбинаций и, соответственно, снижения битовой скорости передачи.

Структурно нестационарный предсказатель включает в себя динамическую часть и координирующий блок. Динамическая часть предсказателя на практике реализуется перестраиваемыми во времени экстраполяторами, фильтрами взвешивания, предсказания, эквалайзерами и т. д. Рассмотрим динамическую часть предсказателя как подсистему с однотипными элементами, которая описывается диагональной матричной передаточной функцией (ПФ) $diagW(s, \tau)_{n \times n}$ размерности $n \times n$, где элемент $W(s, \tau)$ представляет собой нестационарную устойчивую физически реализуемую дробно-рациональную ПФ; s – комплексная переменная Лапласа; τ – параметр, имеющий размерность времени ($\tau \in [0, T_{\max}]$), T_{\max} – граница интервала наблюдения. Отметим, что равенство $W(s, \tau)$ для каждого канала обуславливает однотипность системы КДИКМ.

Для упрощения задачи положим, что динамическая часть КДИКМ сводится к стационарному объекту с неопределенными параметрами. Иначе говоря, функцию $W(s, \tau)$ с ограниченными во времени параметрами (коэффициентами) можно заменить на ПФ стационарной системы

с интервальной параметрической неопределенностью:

$$W(s, \tau) \in [W(s), \bar{W}(s)], \quad (3)$$

где $W(s)$, $\bar{W}(s)$ – соответственно предельные нижняя и верхняя границы функции $W(s, \tau)$, являющиеся стационарными. Получение предельных стационарных функций относится к самостоятельной задаче, которая не рассматривается в этой работе [15]. При этом подчеркнем, что предельные стационарные функции также должны принадлежать классу физических реализуемых минимально-фазовых систем [16].

Отличительной особенностью кодека КДИКМ, изображенного на рис. 1, является использование в предсказателе координирующего блока. С точки зрения простоты реализации модель координирующего блока можно представить в виде нестационарной симметричной матрицы $\mathbf{K}(\tau)$:

$$\mathbf{K}(\tau) = \begin{bmatrix} k & k_{12}(\tau) & \dots & k_{1n}(\tau) \\ k_{12}(\tau) & k & \dots & k_{2n}(\tau) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ k_{1n}(\tau) & k_{2n}(\tau) & \dots & k \end{bmatrix}, \quad \tau \in [0, T_{\max}], \quad (4)$$

где $k_{ij}(\tau)$ ($i \neq j$) – известные элементы межканальной связи, а коэффициенты k главной диагонали являются коэффициентами передачи (т. е. коэффициентами усиления для аналоговых систем или коэффициентами умножения для цифровых) сепаратных каналов и подлежат определению. С практической точки зрения значения $k_{ij}(\tau)$ определяются взаимными корреляционными функциями каналов с номерами i и j , которые обуславливают взаимосвязь между входными первичными сигналами $u_k(t)$ ($k = 1, n$). Входные (первичные) сигналы имеют одну размерность (например, напряжение), поэтому коэффициенты корреляции являются безразмерными величинами.

Аналогично описанию динамической части системы, координирующую часть предсказателя, т. е. матрицу голономных связей $\mathbf{K}(\tau)$, будем рассматривать как интервальную (ограниченную снизу и сверху):

$$\mathbf{K}(\tau) \in [\underline{\mathbf{K}}, \bar{\mathbf{K}}], \quad (5)$$

где $\underline{\mathbf{K}} \in [\underline{k}_{ij}]_{n \times n}$ (при $i \neq j$), $\bar{\mathbf{K}} \in [\bar{k}_{ij}]_{n \times n}$ (при $i \neq j$) – соответственно предельные нижняя и верхняя границы значений корреляционных функций $\mathbf{K}(\tau)$. При этом понятие голономности применяется не в механическом, а в математическом смысле и подразумевает систему, в которой связи меж-

ду входом и выходом описываются без применения интегро-дифференциальных уравнений. Значения элементов матриц $\begin{bmatrix} \mathbf{K} \\ \mathbf{K} \end{bmatrix}$ могут быть определены максимальными и минимальными значениями функции $k_{ij}(\tau)$ на интервале $\tau \in [0, T_{\max}]$.

По существу, КДИКМ (см. рис. 1) можно рассматривать как замкнутую следящую систему. Необходимыми условиями сжатия динамического диапазона (2) являются обеспечение устойчивости КДИКМ и повышение точности системы в целом. Однако требования к обеспечению устойчивости и точности находятся во взаимном «противоречии» (неограниченное повышение точности системы снижает ее устойчивость) [17]. При этом с точки зрения упрощения процедуры взаимодействия (протоколов связи) элементов систем значение k желательно фиксировать постоянным на интервале $\tau \in [0, T_{\max}]$.

В приемной части системы (см. рис. 1) вычисляется $\hat{\mathbf{U}}$ – вектор оценок передаваемых сигналов как сумма вектора оценок разностных сигналов $\hat{\mathbf{E}}$, поступающего из канала связи, и вектора оценки сигналов предсказания $\hat{\mathbf{U}}$, формируемого предсказателем приемника. Заметим, что схема предсказателя приемника КДИКМ аналогична схеме предсказателя передатчика.

Таким образом, задачу синтеза системы КДИКМ с однотипными каналами можно сформулировать следующим образом: при известной структуре передающей части, известных ПФ динамической части (3) и структуре координирующего блока (4) определить область значений коэффициента k координирующей матрицы исходя из условия обеспечения асимптотической устойчивости КДИКМ в целом.

Решение задачи

Вначале определим характеристический полином $d(h(\tau), \Phi(k, s, \tau))$ передающей части системы (см. рис. 1). В соответствии со структурной схемой в операторной форме уравнение, связывающее векторы \mathbf{E} , \mathbf{U} , примет вид

$$[\mathbf{I} + \mathbf{K}(\tau) \cdot \text{diag}[W(s, \tau)]]\mathbf{E} = \mathbf{U}, \quad (6)$$

где \mathbf{I} – единичная матрица размерности $n \times n$.

После проведения тождественных преобразований получим

$$\begin{aligned} d(h(\tau), \Phi(k, s, \tau)) &= 1 + \frac{h_2(\tau)}{k^2} \Phi^2(k, s, \tau) + \\ &+ \frac{h_3(\tau)}{k^3} \Phi^3(k, s, \tau) + \dots \\ \dots + \frac{h_n(\tau)}{k^n} \Phi^n(k, s, \tau) &= 0. \end{aligned} \quad (7)$$

$h_m(\tau)$ – характеристики связи между m отдельными каналами через координирующую матрицу – определяются по формулам

$$\begin{aligned} h_m(\tau) &= \sum_{i,j,\dots,l=1}^{C_n^m} \frac{h_{i,j,\dots,l}(\tau)}{m}, \\ \frac{h_{i,j,\dots,l}(\tau)}{m} &= \frac{\det \|k_{ij}(\tau)\gamma_{ij}\|_{m \times m}}{\det \|k_{ij}(\tau)\delta_{ij}\|_{m \times m}}, \\ \gamma_{ij} &= \begin{cases} 0, & i = j, \\ 1, & i \neq j, \end{cases} \quad \delta_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j, \\ 0, & i \neq j, \end{cases} \quad m = \overline{2, n}; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\Phi(k, s, \tau) = \frac{kW(s, \tau)}{1 + kW(s, \tau)}. \quad (9)$$

Характеристическое уравнение (7) соответствует замкнутым системам управления с однотипными подсистемами [16], каждая из которых описывается ПФ $\Phi(k, s, \tau)$.

Уравнение (7) формально описывает нестационарную характеристическую функцию системы. Однако ее можно интерпретировать в интервальном смысле. Параметрические коэффициенты $h_i(\tau)$ согласно формуле (5) можно записать в интервальном виде

$$h_i(\tau) \in [\underline{h}_i, \overline{h}_i], \quad \forall i = \overline{1, n}, \quad (10)$$

где $\underline{h}_i, \overline{h}_i$ – соответственно предельные нижняя и верхняя границы параметрического коэффициента $h_i(\tau)$, значения которых обуславливаются интервальными границами (5). Следовательно, под записью (7) понимается область значений характеристической функции

$$\begin{aligned} &d(h(\tau)\Phi(k, s, \tau)) \in \\ &\in [d(\underline{h}_i, \underline{\Phi}(k, s)), d(\overline{h}_i, \overline{\Phi}(k, s))], \end{aligned} \quad (11)$$

где $d(\underline{h}_i, \underline{\Phi}(k, s)), d(\overline{h}_i, \overline{\Phi}(k, s))$ – соответственно предельные нижняя и верхняя границы полинома $d(h(\tau), \Phi(k, s, \tau))$.

Для исследования устойчивости КДИКМ (7) применим частотный критерий, предложенный профессорами Ильясовым и Кабальновым для однотипных стационарных замкнутых систем [16]. Для получения характеристического полинома $d(h(\tau), \Phi(k, s, \tau))$ в стационарной области зафиксируем параметр τ в конкретной точке $\tau_\Phi, \tau_\Phi \in [0, T_{\max}]$, тогда уравнение (7) примет вид

$$\begin{aligned} d(h(\tau_\Phi), \Phi(k, s, \tau_\Phi)) &= 1 + \frac{h_2(\tau_\Phi)}{k^2} \eta_\Phi^2 + \\ &+ \frac{h_3(\tau_\Phi)}{k^3} \eta_\Phi^3 + \dots + \frac{h_n(\tau_\Phi)}{k^n} \eta_\Phi^n = 0, \end{aligned} \quad (12)$$

где $\eta_\Phi = \Phi(k, s, \tau_\Phi) = \Phi_\Phi(k, s)$ представляет некоторую комплексную функцию, зависящую от k, s .

Рассмотрим функцию $\Phi_\Phi(k, s)$ в частотной области, т. е. $\Phi_\Phi(k, j\omega)$, где $j = \sqrt{-1}$, ω – циклическая частота.

Согласно [16] для устойчивости однопольной стационарной системы необходимо и достаточно, чтобы годограф амплитудно-фазовой характеристики (АФХ) $\Phi_\Phi(k, j\omega)$, $\omega \in (-\infty, +\infty)$, не охватывал ни один из корней уравнения (12) (рис. 2).

Установим свойства $\Phi_\Phi(k, j\omega)$. Известно, что с ростом величины k повышается точность следящей системы, при этом выполняется условие

$$\lim_{k \rightarrow \infty} |\Phi_\Phi(k, j\omega)| = \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{|kW_\Phi(j\omega)|}{|1 + kW_\Phi(j\omega)|} = \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{|W_\Phi(j\omega)|}{|1/k + W_\Phi(j\omega)|} = 1, \forall \omega. \quad (13)$$

Из условия физической реализуемости $W(j\omega, \tau_\Phi)$ для минимально-фазовой системы при $k > 0$ будет выполняться дополнительное условие

$$0 \leq |\Phi_\Phi(k, j\omega)| < 1, \forall \omega. \quad (14)$$

Из (14) следует, что годограф $\Phi(k, j\omega, \tau_\Phi)$ полностью располагается внутри окружности радиуса $R \geq 1$ с центром в начале координат комплексной области, при этом переменная η_Φ не зависит от выбора τ_Φ [см. (12)]. С учетом этого заменим η_Φ на некоторую переменную η , тогда окончательно характеристическое уравнение (13) можно переписать в виде

$$d(h(\tau), k) = 1 + \frac{h_2(\tau)}{k^2} \eta^2 + \frac{h_3(\tau)}{k^3} \eta^3 + \dots + \frac{h_n(\tau)}{k^n} \eta^n = 0. \quad (15)$$

Для того чтобы система оставалась устойчивой, потребуем, чтобы корни уравнения (15) располагались снаружи окружности радиуса $R \geq 1$ (см. рис. 2), что заведомо удовлетворяет критерию Ильясова – Кабальнова.

В целях использования известных методов анализа полиномов на устойчивость [чтобы корни (15) лежали в левой части комплексной плоскости] реализуем конформное отображение уравнения (15), произведя замену $\eta = R \frac{1-\lambda}{1+\lambda}$ (λ – комплексная переменная), где $R = 1$ (см. рис. 2). В результате получим модифицированное характеристическое уравнение

$$1 + \frac{h_2(\tau)}{k^2} \left(\frac{1-\lambda}{1+\lambda} \right)^2 + \frac{h_3(\tau)}{k^3} \left(\frac{1-\lambda}{1+\lambda} \right)^3 + \dots + \frac{h_n(\tau)}{k^n} \left(\frac{1-\lambda}{1+\lambda} \right)^n = 0 \quad (16)$$

или

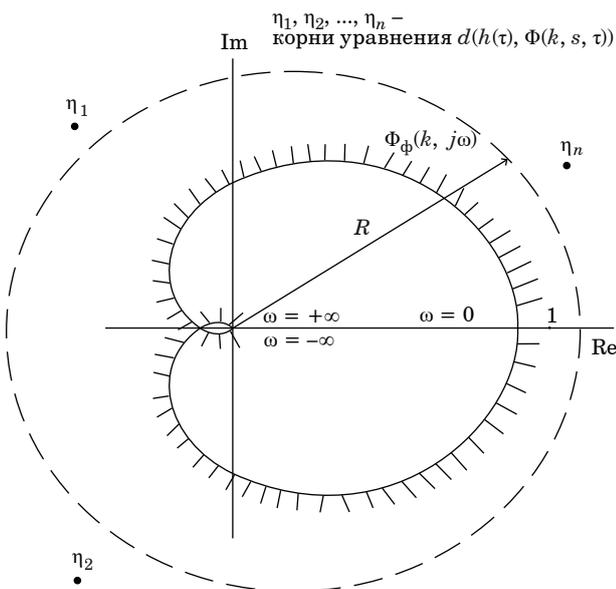
$$(1+\lambda)^n k^n + h_2(\tau) k^{n-2} (1-\lambda)^2 (1+\lambda)^{n-2} + h_3(\tau) k^{n-3} (1-\lambda)^3 (1+\lambda)^{n-3} + \dots + h_n(\tau) (1-\lambda)^n = 0. \quad (17)$$

Тогда для устойчивости передающей части (при условии устойчивости ПФ однопольных подсистем $\Phi(k, s, \tau)$) достаточно [15], чтобы все корни характеристического уравнения (17) относительно комплексной переменной λ лежали бы в левой части комплексной плоскости, т. е. $\text{Re}\{\lambda_i\} < 0, i = 1, n$. Последнее утверждение, по существу, отражает следствие критериев [15, 16].

Следовательно, алгоритм решения задачи может быть описан следующим образом.

Шаг 1. Составляется характеристическое уравнение передающей части системы (9) и определяются границы области значений коэффициентов связи (10). С помощью конформного отображения $\eta = \frac{1-\lambda}{1+\lambda}$ уравнение (7) или (15) приводится к виду (17).

Шаг 2. Применительно к уравнению (17) с использованием известных алгебраических или частотных методов (критериев) устойчивости [18] определяются значения k и строится общая область устойчивости по всем значениям характеристик $h_i(\tau) \in [h_i^-, h_i^+], \forall i = 1, n$. В случае отсутствия общей области устойчивости по $h_i(\tau)$ необходимо изменить структуру координирующей



■ **Рис. 2.** Годограф КДИКМ
 ■ **Fig. 2.** The coordinated CDPCM hodograph

матрицы, например изменением ее размерности, или скорректировать параметры межканальной связности.

Шаг 3. Из области устойчивости отбираются значения k , обеспечивающие устойчивость ПФ $\Phi(k, s, \tau)$ по границам интервала (3) и монотонность соответствующих переходных функций системы КДИКМ. В случае неустойчивости $\Phi(k, s, \tau)$ необходимо скорректировать $W(s, \tau)$.

Теоретический интерес представляют системы КДИКМ, для которых обеспечивается устойчивость при неограниченном увеличении значений коэффициента k . В дальнейшем такие КДИКМ будем называть инвариантными. Отметим, что в КДИКМ (в том числе инвариантных) увеличение k должно приводить к уменьшению величины ошибки предсказания, скорости передачи данных в канале связи и упрощению протокола взаимодействия с приемной частью системы.

Если предположить, что область значений таких коэффициентов существует для (17), то ПФ $\Phi(k, s, \tau)$ для физически реализуемых одноподсистем должна быть устойчивой при любых значениях k ($k \rightarrow \infty$). Представим ПФ $\Phi(k, s, \tau)$ в виде отношения двух устойчивых полиномов $A(k, s, \tau)$ и $B(k, s, \tau)$:

$$\Phi(k, s, \tau) = \frac{A(k, s, \tau)}{B(k, s, \tau)}.$$

Характеристическое уравнение (7) или (15) можно представить в виде

$$\begin{aligned} d(h, \Phi)k^n &= k^n + k^{n-2}h_2(\tau)\eta^2 + \\ &+ k^{n-3}h_3(\tau)\eta^3 + \dots + h_n(\tau)\eta^n = \\ &= h_n(\tau)(\Phi(k, s, \tau) - \eta_1)(\Phi(k, s, \tau) - \eta_2)\dots \\ &\dots(\Phi(k, s, \tau) - \eta_n) = 0, \end{aligned} \quad (18)$$

где $\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_n$ — корни уравнений (7) и (15). Потребуем, чтобы корни уравнения (18) стремились к бесконечности. Это будет означать, что корни уравнений (7) и (15) безгранично «выталкиваются» за пределы окружности радиуса R и, соответственно, кривой АФХ $\Phi(k, j\omega, \tau)$ (см. рис. 2), при этом, согласно (13), $|\Phi(k, j\omega, \tau)| \rightarrow 1$.

Далее, с учетом введенного выше представления $d(h, \Phi)$, каждый из сомножителей (18) можно записать в виде

$$\frac{1}{\eta_i} A(k, s, \tau) - B(k, s, \tau) = 0, \quad i = \overline{1, n}. \quad (19)$$

Полагая $\eta_i \rightarrow \infty$, получим так называемое вырожденное уравнение [17]

$$B(k, s, \tau) = 0, \quad (20)$$

где полином $B(k, s, \tau)$ имеет корни в левой части комплексной плоскости при $k \rightarrow \infty$, что вытекает из предположения об устойчивости $B(k, s, \tau)$.

Перепишем уравнение (19) в ином виде:

$$A(k, s, \tau) - \eta_i B(k, s, \tau) = 0, \quad i = \overline{1, n}. \quad (21)$$

В уравнении (21) полином $A(k, s, \tau)$ является устойчивым при $k \rightarrow \infty$ исходя из первоначального предположения. При этом из условия физической реализуемости функции $\Phi(k, s, \tau)$ следует, что порядок (наибольший показатель степени полинома) $A(k, s, \tau)$ не превышает порядок $B(k, s, \tau)$. Следовательно, согласно [17] из-за отсутствия вспомогательного уравнения (оно равно нулю) выражение (21) будет иметь корни слева от мнимой оси для всех $\eta_i \rightarrow \infty$.

Таким образом, необходимыми и достаточными условиями инвариантности КДИКМ являются устойчивость ПФ $\Phi(k, s, \tau)$ физически реализуемых одноподсистем при неограниченном увеличении коэффициента k и наличие корней уравнения (17) в левой части комплексной плоскости.

Однако безграничное увеличение k может привести к колебательному характеру переходной функции КДИКМ, возникновению эффекта «перерегулирования». Вследствие этого возрастет динамический диапазон сигналов ошибок предсказания в режиме переходных процессов системы КДИКМ, что противоречит исходной задаче. Поэтому необходимо контролировать монотонность переходной функции, что обеспечивается выбором соответствующих (ограниченных «сверху») значений k и (или) коррекцией динамических свойств $W(s, \tau)$.

Пример

Проиллюстрируем алгоритм синтеза КДИКМ на примере. Пусть имеется трехканальный КДИКМ-кодер, динамическая часть которого описывается ПФ экстраполятора (фиксатора) нулевого порядка

$$W(s, \tau) = \frac{1 - e^{-\Delta T(\tau)s}}{s}, \quad (22)$$

где $\Delta T(\tau) > 0$ — изменяемый (адаптируемый) шаг дискретизации сигналов.

Координирующая часть системы представлена симметричной матрицей (4) $\mathbf{K}(\tau)$ размерности 3×3 , в которой коэффициенты $k_{12}(\tau), k_{13}(\tau), k_{23}(\tau)$ имеют нижние и верхние границы интервалов изменения.

Необходимо синтезировать систему КДИКМ, т. е. определить область значений k , удовлетворяющую условию устойчивости.

Сначала определим ПФ одноподсистем:

$$\Phi(k, s, \tau) = \frac{k(1 - e^{-\Delta T(\tau)s})}{s + k(1 - e^{-\Delta T(\tau)s})}. \quad (23)$$

Исследуем ее на устойчивость по коэффициентам k . Легко видеть, что рассматриваемую ПФ можно получить путем охвата объекта

$$kW(s, \tau) = \frac{k(1 - e^{-\Delta T(\tau)s})}{s}$$

единичной отрицательной обратной связью. В соответствии с критерием Найквиста АФХ $kW(j\omega, \tau)$ не должна охватывать точку на комплексной плоскости с координатами $(-1, j0)$. Используя формулу Коши, выражение $kW(j\omega, \tau)$ можно представить в виде

$$kW(j\omega, \tau) = \frac{k \sin(\Delta T(\tau)\omega)}{\omega} - j \frac{k(1 - \cos(\Delta T(\tau)\omega))}{\omega}. \quad (24)$$

Из формулы (24) нетрудно установить, что кривая $kW(j\omega, \tau)$ при $k > 0$ и $0 \leq \omega < \infty$ полностью располагается в III, IV квадрантах комплексной плоскости, пересекая ее вещественную ось только в начале координат и оставляя точку $(-1, j0)$ левее кривой АФХ. Другими словами, годограф $kW(j\omega, \tau)$ не охватывает точку $(-1, j0)$, следовательно, одноподсистемы $\Phi(k, s, \tau)$ обладают свойством устойчивости относительно неограниченного увеличения коэффициента передачи в сепаратных каналах.

Следовательно, область устойчивости КДИКМ будет определяться только уравнениями связности (16), (17).

Не приводя уравнение (16), выпишем его параметры: $h_2(\tau) = -(k_{12}^2(\tau) + k_{13}^2(\tau) + k_{23}^2(\tau))$, $h_3(\tau) = 2k_{12}(\tau)k_{13}(\tau)k_{23}(\tau)$. Видно, что интервал изменения $h_2(\tau)$, $h_3(\tau)$ будет определяться нижними и верхними границами коэффициентов $k_{12}(\tau)$, $k_{13}(\tau)$, $k_{23}(\tau)$.

Модифицированное уравнение (17) будет иметь вид (для сокращения записи переменная τ опущена)

$$k[k^3 + h_2k + h_3] + [3k^3 - h_2k - 3h_3]\lambda + [3k^3 - h_2k + 3h_3]\lambda^2 + [k^3 + h_2k - h_3]\lambda^3 = 0. \quad (25)$$

Откуда, в соответствии с алгебраическим критерием устойчивости Гурвица, область существования искомого коэффициента $k > 0$ должна удовлетворять системе неравенств

$$\begin{cases} k^3 + h_2k - h_3 > 0; \\ 3k^3 - h_2k + 3h_3 > 0; \\ 3k^3 - h_2k - 3h_3 > 0; \\ k^3 + h_2k + h_3 > 0; \\ (3k^3 - h_2k + 3h_3)(3k^3 - h_2k - 3h_3) - \\ - (k^3 + h_2k + h_3)(k^3 + h_2k - h_3) \geq 0, \end{cases}$$

вычисляемых по всему диапазону изменения $h_2(\tau)$, $h_3(\tau)$. Поскольку предельные (граничные) значения взаимных корреляционных функций $k_{ij}(\tau)$ не превышают единицу, то и максимальные значения $h_2(\tau)$, $h_3(\tau)$ также будут меньше единицы, т. е. устойчивость рассматриваемой системы будет обеспечена при всех $k > 2$.

Коэффициент желательно брать наибольшим в области его существования, что позволяет уменьшить величины ошибок предсказания, а затем снижать его значение, контролируя монотонность переходной функции системы и обеспечивая приемлемые с точки зрения инженерной реализации значения ее перерегулирования.

Эксперимент

Для экспериментальной верификации был собран макет, состоящий из микроконтроллера ESP32 [19, 20] и аналоговых датчиков освещенности. В ходе эксперимента код программы, основанной на описанном ранее алгоритме синтеза, был загружен на микроконтроллер ESP32. В качестве источников коррелированных сигналов использованы три датчика освещенности, расположенных на расстоянии 10 см друг от друга.

Эксперимент включал следующие этапы.

Этап 1. Считывание сигналов с датчиков освещенности. Полученные сигналы являлись первичными сигналами для последующей обработки.

Этап 2. Обработка первичных сигналов с использованием реализованного алгоритма для снижения их динамических диапазонов. В результате получены обработанные сигналы, амплитуда которых была меньше, чем у первичных.

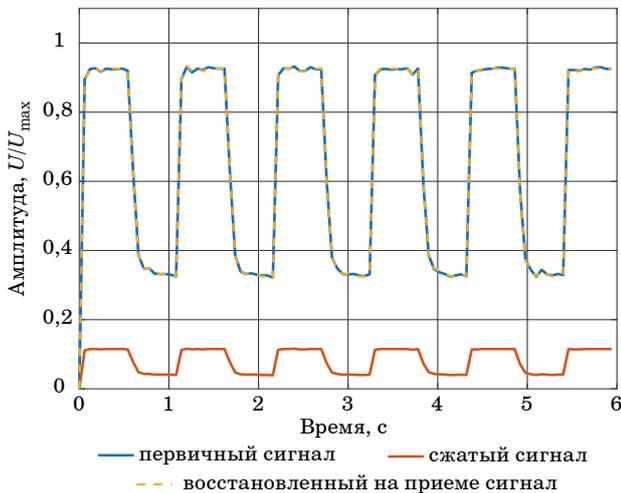
Этап 3. Восстановление сигналов из обработанных (сжатых) сигналов. В результате получены восстановленные сигналы, идентичные первичным.

Этап 4. Сравнение максимальных амплитуд первичных, обработанных и восстановленных сигналов.

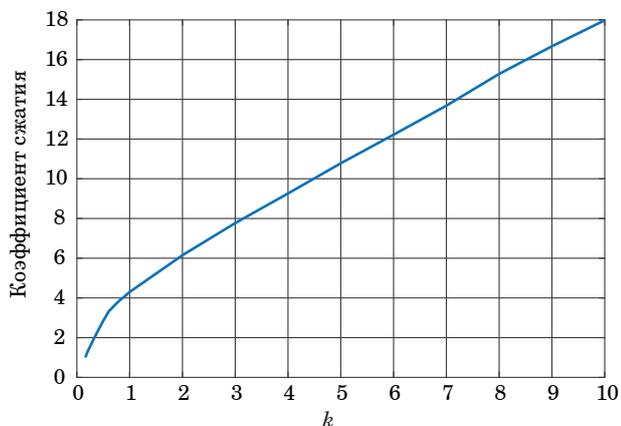
Из значений максимальных амплитуд первичных, обработанных и восстановленных сит-

налов (рис. 3) видно снижение амплитуды канального сигнала более чем в 8 раз при $k = 3,2$, что соответствует уменьшению используемой разрядной сетки аналого-цифрового преобразователя на 3 бита. Необходимо отметить, что результаты были получены при отсутствии внешних шумов, чем объясняется полное восстановление сигналов.

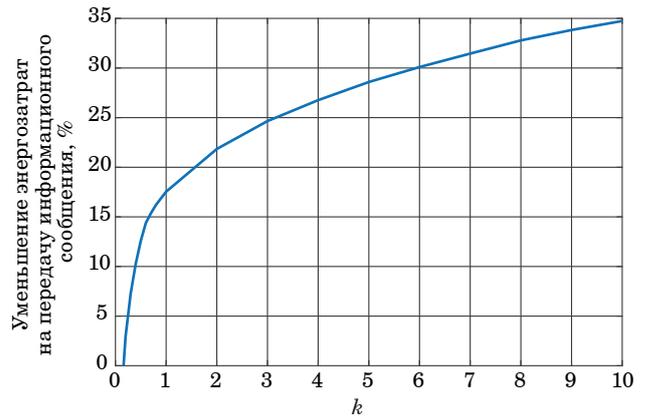
Зависимость снижения максимального уровня амплитуды обработанного сигнала по отношению к первичному (т. е. коэффициент сжатия) от значений коэффициента k на главной диагонали координирующей матрицы $\mathbf{K}(\tau)$ (4) представлена на рис. 4. Видно, что наблюдается увеличение коэффициента сжатия сигнала от 1,05 до 18 раз при увеличении коэффициента k от 0,16 до 10. С точки зрения практического применения представляют интерес коэффициенты сжатия, соот-



■ **Рис. 3.** Осциллограммы сигналов
 ■ **Fig. 3.** Signals' oscillograms



■ **Рис. 4.** Зависимость коэффициента сжатия от коэффициента k
 ■ **Fig. 4.** Dependence of the compression ratio on the k coefficient



■ **Рис. 5.** Уменьшение энергозатрат на передачу информационного сообщения в зависимости от значения k
 ■ **Fig. 5.** Reducing energy consumption for the transmission of an information message from k value

ветствующие степеням двойки, поскольку коэффициент сжатия 2^N позволяет снизить разрядность аналого-цифрового преобразователя на N бит без изменения шага квантования.

Для оценки энергоэффективности воспользуемся метрикой бит/джоуль (ψ) [5]:

$$\psi = \frac{C_{net}}{P_{net}},$$

где C_{net} – требуемая скорость передачи информации, бит/с; P_{net} – потребляемая мощность на передачу информации, Вт.

На основании полученных значений коэффициентов сжатия можно построить зависимость снижения затрачиваемой энергии на информационную посылку от коэффициента k (рис. 5). Само количество джоулей, затрачиваемых на передачу одного бита, прием константой.

Анализ рис. 5 показывает применимость КДИКМ для решения задачи повышения энергоэффективности в многоканальных системах с высокоррелированными сигналами: снижение энергозатрат при использовании КДИКМ достигло 33 % при $k = 9$. Отметим, что при $k = 0$ система физически нереализуема, а использование $k < 1$ с практической точки зрения нецелесообразно.

Обсуждение

Результаты данного исследования могут применяться для информационных систем, обрабатывающих высокоррелированные данные [21, 22]. Примером таких систем могут быть сенсорные комплексы для интернета вещей [23]. Предложенный метод, в отличие от метода «обнаружения со сжатием» (compressive sensing) [24], не накладывает дополнительных огра-

ничений на класс обрабатываемых сигналов. Описанный в [25] метод сжатия сигналов подводных акустических датчиков, как и предлагаемый в настоящем исследовании, использует фильтр с предсказанием для сжатия динамического диапазона. Однако он не оценивает корреляцию сигналов многоканальной системы, что снижает, на взгляд авторов, его эффективность, а применение оптимальных фильтров повышает вычислительную сложность системы.

Заключение

На основе модификации метода анализа однотипных многосвязных систем с голономными связями и интервального подхода разработан простой, наглядный, легко формализуемый и реализуемый с использованием вычислительных инструментов (компьютеров, спецпроцессоров, контроллеров) алгоритм синтеза нестационарного линейного КДИКМ с однотипной динамической частью.

Алгоритм позволяет оценить влияние на устойчивость КДИКМ его нестационарной динамической части как в отдельности, так и в сочетании с интервальной матрицей корреляционных межканальных связей. Определены необходимые и достаточные условия построения инвариантных нестационарных КДИКМ.

Проведенное экспериментальное исследование показало эффективность предложенного метода: значения коэффициентов сжатия сигнала составили от 1,18 до 18 раз при изменении варьируемого коэффициента прямой передачи сепаратного канала от 0,1 до 10, а энергоэффективность достигла 33 %.

Финансовая поддержка

Исследование выполнено в рамках гранта Российского научного фонда (соглашение № 21-79-10407).

Литература

1. Zahn F., Lammel S., Froning H. Early experiences with saving energy in direct interconnection networks. *2017 IEEE 3rd Intern. Workshop on High-Performance Interconnection Networks in the Exascale and Big-Data Era (HiPINEB)*, IEEE, 2017, pp. 33–40. doi:10.1109/HiPINEB.2017.10
2. Amutha J., Sharma S., Nagar J. WSN strategies based on sensors, deployment, sensing models, coverage and energy efficiency: Review, approaches and open issues. *Wireless Pers Commun*, 2020, vol. 111, no. 2, pp. 1089–1115. doi:10.1007/s11277-019-06903-z
3. Khanh Q. V., Hoai N. V., Manh L. D., Le A. N., Jeon G. Wireless communication technologies for IoT in 5G: Vision, applications, and challenges. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2022, pp. 1–12. doi:10.1155/2022/3229294
4. Kanoun O., Bradai S., Khriji S., Bouattour G., El Houssaini D., Ben Ammar M., Naifar S., Bouhamed A., Derbel F., Viehweger C. Energy-aware system design for autonomous wireless sensor nodes: A comprehensive review. *Sensors*, 2021, vol. 21, no. 2, p. 548. doi:10.3390/s21020548
5. Sabella D., Rapone D., Fodrini M., Cavdar C., Olsson M., Frenger P., Tombaz S. Energy management in mobile networks towards 5G. *Energy Management in Wireless Cellular and Ad-hoc Networks*, 2016, pp. 397–427. doi:10.1007/978-3-319-27568-0_17
6. Holma H., Toskala A. *LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*. Wiley Press, 2009. 433 p.
7. Markiewicz T. G. An energy efficient QAM modulation with multidimensional signal constellation. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, 2016, vol. 62, no. 2, pp. 159–165. doi:10.1515/eletel-2016-0022
8. Li W., Ghogho M., Zhang J., McLernon D., Lei J., Zaidi S. A. R. Design of an energy-efficient multidimensional secure constellation for 5G communications. *2019 IEEE Intern. Conf. on Communications Workshops (ICC Workshops)*, IEEE, 2019, pp. 1–6. doi:10.1109/ICCW.2019.8756862
9. Peng Y., Andrieux G., Diouris J.-F. Minimization of energy consumption for OOK transmitter through minimum energy coding. *Wireless Pers Commun*, 2022, vol. 122, no. 3, pp. 2219–2233. doi:10.1007/s11277-021-08989-w
10. Sklar B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. 2nd ed. NJ, Prentice Hall, Upper Saddle River, 2001. 1079 p.
11. Кузнецов И. В., Филатов П. Е., Гимаев А. Н. Разработка группового кодека с дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией сигналов для многоканальных энергодефицитных систем передачи данных. *Радиотехника*, 2015, № 2, с. 87–92.
12. Bjornson E., Larsson E. G. How energy-efficient can a wireless communication system become? *2018 52nd Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, IEEE, 2018, pp. 1252–1256. doi:10.1109/ACSSC.2018.8645227
13. Кузнецов И. В., Султанов А. Х., Филатов П. Е., Смирнова Е. А. Разработка группового кодека с дифференциальной импульсно-кодовой модуляцией сигналов на основе разностной схемы остатков предсказания. *Радиотехника*, 2017, № 2, с. 23–30.
14. Воронков Г. С., Филатов П. Е., Султанов А. Х., Кутлуярлов Р. В., Виноградова И. Л., Кузнецов И. В. По-

- вышение эффективности многоканальных систем связи за счет координирования канальных сигналов. *Сб. тр. ИТНТ-2019*, Самара, Новая техника, 2019, с. 193–198.
15. Кузнецов И. В., Султанов А. Х. *Координированное управление динамическими объектами в сложных технических системах*. Уфа, УГАТУ, 2012. 207 с.
16. Ильясов Б. Г., Кабальнов Ю. С. Исследование устойчивости однотипных многосвязных систем автоматического управления с голономными связями между подсистемами. *Автоматика и телемеханика*, 1995, № 8, с. 82–90.
17. Меерова М. В. *Системы многосвязного регулирования*. М., Наука, 1965. 384 с.
18. Бесекерский В. А., Попов Е. П. *Теория систем автоматического регулирования*. СПб., Профессия, 2004. 768 с.
19. ESP32. https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf (дата обращения: 05.07.2023).
20. Babiuch M., Folytynek P., Smutny P. Using the ESP32 Microcontroller for data processing. *2019 20th Intern. Carpathian Control Conf. (ICCC)*, IEEE, 2019, pp. 1–6. doi:10.1109/CarpathianCC.2019.8765944
21. Zhou X., Yang X., Ma J., Wang K. I.-K. Energy-efficient smart routing based on link correlation mining for wireless edge computing in IoT. *IEEE Internet Things J.*, 2022, vol. 9, no. 16, pp. 14988–14997. doi:10.1109/JIOT.2021.3077937
22. Ganesan A., Rao J., Shin K. Exploiting consistency among heterogeneous sensors for vehicle anomaly detection. *WCXTM 17: SAE World Congress Experience*, 2017, pp. 2017-01–1654. doi:10.4271/2017-01-1654
23. Mao W., Zhao Z., Chang Z., Min G., Gao W. Energy-efficient industrial Internet of Things: Overview and open issues. *IEEE Trans. Ind. Inf.*, 2021, vol. 17, no. 11, pp. 7225–7237. doi:10.1109/TII.2021.3067026
24. Bao Y., Tang Z., Li H. Compressive-sensing data reconstruction for structural health monitoring: A machine-learning approach. *Structural Health Monitoring*, 2020, vol. 19, no. 1, pp. 293–304. doi:10.1177/1475921719844039
25. Kim Y. G., Kim D. G., Kim K., Choi C.-H., Park N. I., Kim H. K. An efficient compression method of underwater acoustic sensor signals for underwater surveillance. *Sensors*, 2022, vol. 22, no. 9, p. 3415. doi:10.3390/s22093415

UDC 303.833.4

doi:10.31799/1684-8853-2023-5-22-32

EDN: GJSXYX

Developing an algorithm for the synthesis of non-stationary coordinated convolutional codec by means of constructing interval homogeneous multi-connected systems

V. V. Ivanov^a, Post-Graduate Student, Junior Researcher, orcid.org/0000-0002-4716-9466G. S. Voronkov^a, PhD, Tech., Senior Researcher, orcid.org/0000-0002-8788-2696I. V. Kuznetsov^a, Dr. Sc., Tech., Professor, orcid.org/0009-0009-2804-6194, igor.kuznetsov-kiw@mail.ru^aUfa University of Science and Technology, 32, Z. Validi St., Ufa, 450076, Russian Federation

Introduction: Within the problem of constructing energy-efficient communication systems it is necessary to solve the task of developing an algorithm that synthesizes non-stationary coordinated codecs on the condition of ensuring their asymptotic stability. The relevance of the study is in insufficient elaboration of the topic within the framework of building coordinated codecs for non-stationary signals and processes, and in the necessity to search for visual and convenient methods for synthesizing such devices. **Purpose:** To develop a relatively simple (from a computational point of view) algorithm that synthesizes coordinated codecs with non-stationary processes and signals occurring in them. **Methods:** The synthesis of the codec transfer functions is substantiated by the need to maintain the stability of the system as a whole which is based on assumptions about the properties of the transmitted signals, and by the need to ensure the holonomy of connections between separate channels when using the interval approach in assessing the non-stationarity of the processed signals. **Results:** We design the algorithm to synthesize a multi-channel coordinated codec of non-stationary signals, which makes it possible to reduce the dynamic range of signals transmitted into the communication channel. The advantage of the algorithm is that its computational complexity is independent of the order of the differential equation for the dynamic part of the codec. The algorithm allows us to evaluate the impact of its non-stationary dynamic part on the stability of the codec, both individually and in symbiosis, with an interval matrix of correlation interchannel connections. The conditions for constructing invariant non-stationary coordinated codecs of differential pulse-code modulation with the same type of dynamic part are determined. A numerical example and experimental results confirm the theoretical constructions. **Practical relevance:** The described method significantly simplifies the procedure for the synthesis and development of coordinated group codecs for the communication systems that experience energy shortage. Using such codecs makes it possible to reduce the bit grid of primary signals and, accordingly, to reduce the bit rate of data transmission without losing communication quality. Also, the developed algorithm can be implemented in controlling non-stationary signal processing operations in adaptive encoding devices.

Keywords – energy efficiency, pulse code modulator, non-stationary processes, interval homogeneous systems, system stability, multi-loop systems, multichannel systems.

For citation: Ivanov V. V., Voronkov G. S., Kuznetsov I. V. Developing an algorithm for the synthesis of non-stationary coordinated convolutional codec by means of constructing interval homogeneous multi-connected systems. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2023, no. 5, pp. 22–32 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2023-5-22-32, EDN: GJSXYX

Financial support

This work was funded under the grant of the Russian Science Foundation (Project No. 21-79-10407).

References

- Zahn F., Lammel S., Froning H. Early experiences with saving energy in direct interconnection networks. *2017 IEEE 3rd Intern. Workshop on High-Performance Interconnection Networks in the Exascale and Big-Data Era (HiPINEB)*, IEEE, 2017, pp. 33–40. doi:10.1109/HiPINEB.2017.10
- Amutha J., Sharma S., Nagar J. WSN strategies based on sensors, deployment, sensing models, coverage and energy efficiency: Review, approaches and open issues. *Wireless Pers Commun*, 2020, vol. 111, no. 2, pp. 1089–1115. doi:10.1007/s11277-019-06903-z
- Khanh Q. V., Hoai N. V., Manh L. D., Le A. N., Jeon G. Wireless communication technologies for IoT in 5G: Vision, applications, and challenges. *Wireless Communications and Mobile Computing*, 2022, pp. 1–12. doi:10.1155/2022/3229294
- Kanoun O., Bradai S., Khriji S., Bouattour G., El Houssaini D., Ben Ammar M., Naifar S., Bouhamed A., Derbel F., Viehweger C. Energy-aware system design for autonomous wireless sensor nodes: A comprehensive review. *Sensors*, 2021, vol. 21, no. 2, p. 548. doi:10.3390/s21020548
- Sabella D., Rapone D., Fodrini M., Cavdar C., Olsson M., Frenger P., Tombaz S. Energy management in mobile networks towards 5G. *Energy Management in Wireless Cellular and Ad-hoc Networks*, 2016, pp. 397–427. doi:10.1007/978-3-319-27568-0_17
- Holma H., Toskala A. *LTE for UMTS: OFDMA and SC-FDMA Based Radio Access*. Wiley Press, 2009. 433 p.
- Markiewicz T. G. An energy efficient QAM modulation with multidimensional signal constellation. *International Journal of Electronics and Telecommunications*, 2016, vol. 62, no. 2, pp. 159–165. doi:10.1515/eletel-2016-0022
- Li W., Ghogho M., Zhang J., McLernon D., Lei J., Zaidi S. A. R. Design of an energy-efficient multidimensional secure constellation for 5G communications. *2019 IEEE Intern. Conf. on Communications Workshops (ICC Workshops)*, IEEE, 2019, pp. 1–6. doi:10.1109/ICCW.2019.8756862
- Peng Y., Andrieux G., Diouris J.-F. Minimization of energy consumption for OOK transmitter through minimum energy coding. *Wireless Pers Commun*, 2022, vol. 122, no. 3, pp. 2219–2233. doi:10.1007/s11277-021-08989-w
- Sklar B. *Digital Communications: Fundamentals and Applications*. 2nd ed. NJ, Prentice Hall, Upper Saddle River, 2001. 1079 p.
- Kuznetsov I. V., Filatov P. E., Gimaev A. N. Research and development of clustered DPCM signals for multichannel power-short data transmitting systems. *Journal Radioengineering*, 2015, no. 2, pp. 87–92 (In Russian).
- Bjornson E., Larsson E. G. How energy-efficient can a wireless communication system become? *2018 52nd Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, IEEE, 2018, pp. 1252–1256. doi:10.1109/ACSSC.2018.8645227
- Kuznetsov I. V., Sultanov A. H., Filatov P. E., Smirnova E. A. The group codec with differential pulse modulation on the basis of the differential scheme of transformation of the remains of a prediction design. *Journal Radioengineering*, 2017, no. 2, pp. 23–30 (In Russian).
- Voronkov G. S., Filatov P. E., Sultanov A. Kh., Kutluyarov R. V., Vinogradova I. L., Kuznetsov I. V. Improving the efficiency of multichannel systems based on the coordination of channel signals. *ITNT Proc.*, Samara, Novaya tekhnika Publ., 2019, pp. 193–198 (In Russian).
- Kuznetsov I. V., Sultanov A. H. *Koordinirovannoe upravlenie dinamiceskimi obektami v slozhnykh tekhnicheskikh sistemah* [Coordinated control of dynamic objects in complex technical systems]. Ufa, Ufimskij gosudarstvennyj aviacionnyj tekhnicheskij universitet Publ., 2012. 207 p. (In Russian).
- Ilyasov B. G., Kabalnov Yu. S. Investigation of stability of single-type multilink automatic control systems with holonomic links. *Automation and Remote Control*, 1995, no. 8, pp. 82–90 (In Russian).
- Meerov M. V. *Sistemy mnogosvyaznogo regulirovaniya* [Multilink control systems]. Moscow, Nauka Publ., 1965. 384 p. (In Russian).
- Besekerskij V. A., Popov E. P. *Teoriya sistem avtomaticheskogo regulirovaniya* [Theory of automatic control systems]. Saint-Petersburg, Professiya Publ., 2004. 768 p. (In Russian).
- ESP32. Available at: https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf (accessed 5 July 2023).
- Babiuch M., Foltynek P., Smutny P. Using the ESP32 Microcontroller for data processing. *2019 20th Intern. Carpathian Control Conf. (ICCC)*, IEEE, 2019, pp. 1–6. doi:10.1109/CarpathianCC.2019.8765944
- Zhou X., Yang X., Ma J., Wang K. I.-K. Energy-efficient smart routing based on link correlation mining for wireless edge computing in IoT. *IEEE Internet Things J.*, 2022, vol. 9, no. 16, pp. 14988–14997. doi:10.1109/JIOT.2021.3077937
- Ganesan A., Rao J., Shin K. Exploiting consistency among heterogeneous sensors for vehicle anomaly detection. *WCXTM 17: SAE World Congress Experience*, 2017, pp. 2017-01–1654. doi:10.4271/2017-01-1654
- Mao W., Zhao Z., Chang Z., Min G., Gao W. Energy-efficient industrial Internet of Things: Overview and open issues. *IEEE Trans. Ind. Inf.*, 2021, vol. 17, no. 11, pp. 7225–7237. doi:10.1109/TII.2021.3067026
- Bao Y., Tang Z., Li H. Compressive-sensing data reconstruction for structural health monitoring: A machine-learning approach. *Structural Health Monitoring*, 2020, vol. 19, no. 1, pp. 293–304. doi:10.1177/1475921719844039
- Kim Y. G., Kim D. G., Kim K., Choi C.-H., Park N. I., Kim H. K. An efficient compression method of underwater acoustic sensor signals for underwater surveillance. *Sensors*, 2022, vol. 22, no. 9, p. 3415. doi:10.3390/s22093415

УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

Научная электронная библиотека (НЭБ) продолжает работу по реализации проекта SCIENCE INDEX. После того как Вы регистрируетесь на сайте НЭБ (<http://elibrary.ru/defaultx.asp>), будет создана Ваша личная страничка, содержание которой составят не только Ваши персональные данные, но и перечень всех Ваших печатных трудов, имеющих в базе данных НЭБ, включая диссертации, патенты и тезисы к конференциям, а также сравнительные индексы цитирования: РИНЦ (Российский индекс научного цитирования), h (индекс Хирша) от Web of Science и h от Scopus. После создания базового варианта Вашей персональной страницы Вы получите код доступа, который позволит Вам редактировать информацию, помогая создавать максимально объективную картину Вашей научной активности и цитирования Ваших трудов.