

УДК 621.396

## М-ИЧНАЯ СХЕМА CDMA С CCSK-МОДУЛЯЦИЕЙ И ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ СИСТЕМНЫХ ПОМЕХ

DOI 10.36994/2788-5518-2021-02-02-04

**Гепко И.А.**, д.т.н., проф. Украинский государственный центр радиочастот, Киев, Украина. [gerko@ucrf.gov.ua](mailto:gerko@ucrf.gov.ua)

**Аннотация.** Рассмотрен алгоритм многопользовательского приема (MUD) М-ичных сигналов с модуляцией циклическим сдвигом (CCSK). Вектор предварительных оценок символов данных с выхода приемника поступает в расширитель спектра и после перемножения с кодами других пользователей и оценками амплитуд следует в сумматор, формирующий оценку системной помехи и вычитающий ее из группового сигнала. Выигрыш в сложности обусловлен заменой вычисления  $M$  линейных сверток процедурой определения циклической свертки, выполняемой БПФ-процессором. CCSK предполагает использование кодов с длиной, равной целой степени 2-х, большим размером их ансамбля и хорошими взаимно- и авто- корреляционными свойствами. С этой целью выбраны минимаксные периодические и неаперриодические комплементарные коды со свойствами, близки к свойствам кодов, используемых в тактических сетях обмена данными Link-16 (JTIDS и MIDS). Исследованы характеристики алгоритма методом математического моделирования. Выигрыш по сравнению с обычным приемом составляет 15 дБ при вероятности ошибки на бит 10–5.

**Ключевые слова:** CDMA, CCSK, JTIDS, компенсация системных помех, комплементарные коды, минимаксные последовательности.

## М-ІЧНА СХЕМА CDMA З CCSK-МОДУЛЯЦІЄЮ І ПАРАЛЕЛЬНОЮ КОМПЕНСАЦІЄЮ СИСТЕМНИХ ЗАВАД

**Гепко І.О.**, д.т.н., проф. Український державний центр радіочастот, Київ, Україна. [gerko@ucrf.gov.ua](mailto:gerko@ucrf.gov.ua)

**Анотація.** Розглянуто алгоритм «багатокористувачевого приймання» (Multiuser Detection) М-ічних сигналів з модуляцією циклічним зсувом (CCSK). Вектор попередніх оцінок символів даних з виходу приймача надходить у розширювач спектру і після перемноження з кодами користувачів і оцінками амплітуд слідує у суматор, який формує оцінку системної перешкоди і віднімає її з групового сигналу. Виграш у складності обумовлений заміною обчислення  $M$  лінійних згорток процедурою визначення циклічної згортки за допомогою БПФ-процесора. CCSK потребує використання кодів з довжиною, що дорівнює цілому ступеню двійки, великим розміром ансамблю, та хорошими взаємно кореляційними та

автокореляційними властивостями. Для вивчення характеристик алгоритму шляхом математичного моделювання обрані мінімаксні періодичні та негaperіодичні комплементарні коди з властивостями, які є близькими до властивостей кодів, що використовуються у схемі CSSK тактичних мереж протоколу Link-16 (JTIDS і MIDS). Порівняно зі звичайним прийомом, виграш за стійкістю до перешкод становить близько 15 дБ при ймовірності помилки на біт 10<sup>-5</sup>.

**Ключові слова.** CDMA, CSSK, JTIDS, компенсація системних перешкод, комплементарні коди, мінімаксні послідовності.

## M-ARY CDMA SCHEME WITH CSSK MODULATION AND PARALLEL INTERFERENCE CANCELLATION TECHNIQUE

**Igor Gepko**, Dr.habil., Prof. Ukrainian State Centre of Radio Frequencies, Kyiv, Ukraine. [gepko@ucrf.gov.ua](mailto:gepko@ucrf.gov.ua)

**Abstract.** In this paper, we tackle the problem of implementation a parallel interference cancellation scheme for multi-user detection (MUD) in M-ary CSSK-modulated CDMA system. Complexity remains the main obstacle to the practical implementation of MUD and a factor limiting, if not the very possibility, then the feasibility of using high order M-ary modulation formats for applications such as low-probability-of-intercept systems with a large spreading factor or, myriads of small self-powered IoT devices. The design of MUD algorithms for M-ary systems leads to a new round of growth in the receiver complexity comparing with the binary modulation. Demodulator has a major impact on the complexity of CDMA system. Cyclic code-shift keying (CSSK) is a modulation technique which is designed to reduce the complexity of M-ary signaling. In this, each symbol is a circularly shifted version of a single code sequence. Assuming synchronization, the receiver cyclically correlates the input signal plus noise with the base sequence and estimates the position of the correlation peak. The preliminary stage of the proposed scheme is a conventional multi-channel CDMA receiver. The preliminary estimates of the data is multiplied by user codes and amplitude estimates in the spreader, and then fed to the adder to generate the MAI estimates. After the latter are subtracted from the group signal, K-dimensional vector of cleared user signals is passed to the matched filter bank to form the refined estimates of the data. At each subsequent stage, the estimates of the output data of the previous stage are used as input data. The complexity gain is the ratio of the number of computations for finding cyclic convolution and, the amount of computations for finding M linear convolutions, i.e.,  $M/\log_2 M$ . Since the performance of the algorithm is sensitive to the reliability of the preliminary decisions, there are strict criteria for the selection of spreading codes: the length which must be an integer power of 2, the large family size, good periodic autocorrelation and good cross-correlation properties. To examine the proposed algorithm using computer simulation, we selected minimax periodic and odd-periodic complementary codes, the properties of which are close to the properties of the codes used in the CSSK scheme implemented in Link-16 protocol tactical data networks JTIDS and MIDS. Our study shows that the gain over the conventional receiver increases as the SNR increases, achieving 15 dB for BER 10<sup>-5</sup>. The system with complementary codes outperform system based on minimax PN-codes, achieving a target bit error rate at a lower SNR.

**Keywords:** CDMA, CCSK, JTIDS, MAI cancellation, complementary codes, minimax sequences.

## Введение

Компенсация системных помех (Multiple Access Interference, MAI) на настоящий момент является одним из основных способов повышения спектральной эффективности систем связи с множественным доступом. Методы многопользовательского приема (Multiuser Detection, MUD), использующие сведения о параметрах сигналов всех пользователей (о их мощности, времени прихода, кодовых сигнатурах, фазовых соотношениях) для повышения достоверности и качества приема, ведут свою родословную от [1], где опубликована оптимальная схема, формирующая наиболее вероятную оценку  $\hat{D}$  последовательности принимаемых символов данных из условия максимизации функционала  $P(D|r(t))$ , где  $r(t)$  – вектор сообщения. Однако, если в синхронном канале прием  $L$ -символьного блока данных каждого пользователя эквивалентен  $L$  независимым задачам посимвольного приема, то в асинхронном канале решение о принятом символе требует учета решений по всем перекрывающимся с ним символам, переданным в смежных интервалах остальными  $K-1$  пользователями. Решения относительно тех, в свою очередь, необходимо принимать с учетом их временных наложений, что предполагает оптимальную совместную обработку  $K$  сообщений. Групповой сигнал на входе приемника описывается выражением

$$s_2(t) = \sum_{k=1}^K a_k(t)c_k(t - \tau_k)d_k(t - \tau_k) + n(t), \quad (1)$$

где  $\tau_k$  – относительная временная задержка сигнала  $k$ -го пользователя. Поиск решения по  $2L \times K$  возможным векторам  $D$  для типовых длин сообщения  $L$  и числа пользователей  $K$  практически не осуществим, поэтому все исследования последующих лет были сосредоточены на поиске эффективных квазиоптимальных схем (обзор основных принципов MUD можно найти в [2]).

Так, выделяют две основные группы таких алгоритмов:

1) линейные – на основе обращения матрицы взаимных корреляций и ее полиномиального разложения, декодирования по критерию минимальной среднеквадратической ошибки (MMSE) и “с форсированием нуля” (Zero-Forcing);

2) нелинейные – “субтрактивные” схемы на основе оценки и последующего вычитания MAI: с последовательной или параллельной обработкой, итеративные, и их модификации, лежащие в основе ныне разрабатываемых методов NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access) [3].

Несмотря на производительность устройств обработки сигналов, на порядки возросшую за минувшие десятилетия, вычислительная сложность остается главным препятствием для практической реализации MUD. С одной стороны, мощности сигнальных процессоров едва ли успевают за растущими

потребностями таких применений, как системы LPI (Low-probability-of-intercept) с базой сигнала порядка 105 и более [4]. С другой, стремительными темпами растет число характерных для Интернета вещей миниатюрных автономных устройств с ограниченной емкостью источника питания. Очевидно, что сложность приема всегда будет лимитирующим фактором в развитии тех технологий, экономический успех которых зависит от частоты смены батареи и удешевления обслуживания.

Наконец, одним из ключевых методов повышения пропускной способности канала связи является применение M-ичных сигналов (M-ary Orthogonal Signaling, MOS), где переданный символ, в отличие от двоичных систем, содержит  $m = \log_2 M$  бит информации. Альтернативой CDMA с прямым расширением спектра сигналов является M-ичная модуляция несущей  $M = 2^m$  ортогональных функций (например, Уолша) – по одной на каждый символ алфавита. Приемник коррелирует смесь сигнала и шума на входе с каждой из таких функций, определяя положение максимального отклика, соответствующего наибольшему значению корреляции. Недостаток таких схем состоит в необходимости иметь M корреляторов или согласованных фильтров (СФ), настроенных на сигналы с базой  $N = M$ . Сложность демодулятора пропорциональна квадрату размера алфавита M [5], и так как M экспоненциально зависит от m, то с ростом последнего быстро достигается допустимый предел объема аппаратуры или вычислений. Сравнительное приращение скорости передачи информации становится при этом все менее существенным.

Разработка квазиоптимальных схем MUD для M-ичных систем связи, очевидно, приведет к новому витку сложности приема по сравнению с двоичными системами. Возможно, поэтому публикации, посвященные M-ичным системам MUD, единичны. В их числе можно назвать [6,7], в которых предложены алгоритмы параллельной и последовательной компенсации MAI, [8,9], где рассмотрены итеративные схемы на основе жестких и мягких решений, и [10,11], в которых исследовались характеристики таких систем.

### **Модуляция циклическим сдвигом кода и многопользовательский прием.**

В свое время, с целью решения проблемы аппаратных затрат предложена модуляция циклическим сдвигом кода: cyclic code-shift keying (CCSK), где алфавит сигналов формируется циклическими сдвигами единственной “базисной” кодовой последовательности длиной  $N = M$ , которая выполняет роль опорной копии в корреляторе. Установив синхронизацию, приемник вычисляет взаимокорреляционную функцию (ВКФ) зашумленного сигнала с опорной копией и, определяя временное положение максимума, находит номер сдвига: что соответствует приему того или иного символа. На заре развития техники связи с расширением спектра приемная обработка осуществлялась с помощью СФ на поверхностных акустических волнах. Отклик фильтра по форме подобен периодической автокорреляционной

функции (ПАКФ) базисной последовательности. Цифровая реализация приемника требует вычисления ДПФ от входного сигнала, его произведения с комплексно-сопряженным спектром опорного сигнала, и затем – обратного преобразования Фурье. Эти операции выполняются БПФ-процессорами. Сегодня наблюдается заметный всплеск интереса к CSSK: для вышеуказанных применений [12], для перспективной технологии TDCS [13] и в системах спутниковой навигации [14].

Демодулятор, как ключевой элемент приемного устройства, оказывает определяющее влияние на сложность алгоритма MUD. Рассмотрим реализацию и характеристики алгоритма MUD на основе CSSK. Нестационарный характер корреляций между пользователями с разной скоростью передачи информации в сетях сотовой связи и необходимость их учета в реальном времени приводит к очень высокой вычислительной сложности линейных схем MUD: вплоть до нецелесообразности их практического использования [10]. Поэтому, решение задачи следует искать в классе нелинейных алгоритмов с субтрактивной компенсацией MAI.

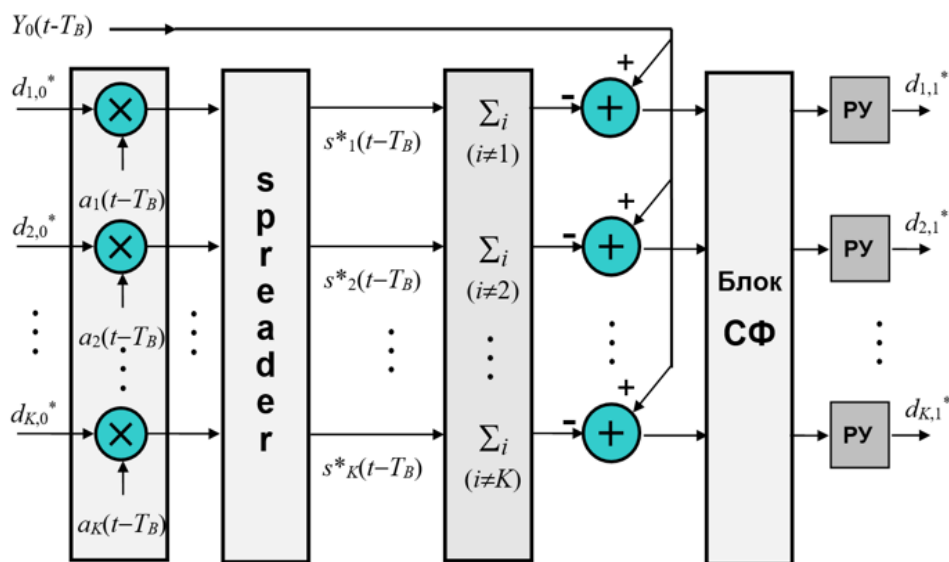


Рис. 1. Однокаскадная схема MUD с параллельной компенсацией MAI

На рис. 1 приведена структурная схема MUD с параллельной компенсацией MAI (Parallel Interference Cancellation) [2]. Ее предварительным каскадом служит обычный многоканальный приемник, состоящий из линейки СФ и решающих устройств (на рисунке не показаны). Вектор предварительных оценок принятых символов  $D_0$  поступает в расширитель спектра (spreadер). После перемножения с сигнатурами пользователей и с оценками их амплитуд  $a_k$ ,  $k=1,2,...,K$ , оценки принятых сигналов  $s_k^*(t-T_B)$  следуют в блок

суммирования для формирования оценок MAI. Те вычитаются из группового сигнала в каждом из каналов обработки, после чего  $K$  - мерный вектор “очищенных” от системных помех сигналов поступает во второй блок СФ для получения уточненной оценки данных  $D1$ . Каждый последующий каскад использует оценки предыдущего в качестве входных данных, и формирует новый вектор оценок. Мягкое решение на выходе  $m+1$ -го каскада в векторно-матричной записи имеет вид.

$$D_{m+1} = Y - QAD_m^* = AD + (D - QAD_m^*) + Z, \quad (2)$$

где  $D$  –  $K$ -мерный истинный вектор данных (для любого бита из  $L$ ), передаваемый активными пользователями системы,  $QAD_m^*$  – оценка MAI.

В системе с CCSK, после получения оценки временной задержки  $\Delta k$  и входа в синхронизм решение о принятом символе принимается по временному положению (сдвигу) максимального отклика СФ в пределах строка  $[\Delta k; \Delta k + NTC]$ , синхронизируемого с сигналами  $k$ -го пользователя:

$$y_{k,1}^*(m_k^*) = \max_{m_k \sim k, 1_k}, \quad (3)$$

где  $y_{k,1}^*$  – максимальный отклик СФ,  $m_k^*$  – соответствующая ему задержка по времени. В этом случае максимальное время обработки сигнала  $(N-1)TC$ , а оценка принятого  $M$ -ичного символа  $d_k^1 = m_k^*$ , где  $k=1,2,...K$ .

Матрица взаимных корреляций между пользователями  $R$  размерности  $K \times K$ , в отличие от двоичных систем, “векторная”: ее элементы – строки длиной  $N$ . Каждая содержит  $N$  отсчетов ВКФ для пары кодовых сигнатур  $R_{sk}(m)$ ,  $m=0, 1, ..., N-1$ ;  $s, k=1, 2, ..., K$ . Приемник “запоминает” массив из  $N \cdot K^2$  значений. Компенсация MAI в каждом каскаде осуществляется согласно

$$y_{k,2}(m) = y_{k,1}(m) - \sum_{s,s \neq k}^K a_s \rho_{sk}(N - m + d_s^1) \quad m=0, ...N-1, \quad (4)$$

где  $d_s$  – оценки символов данных, принятых от разных пользователей  $s=1, 2 \dots K$ ;  $a_s$  – оценки амплитуд (модули мягких решений в предварительном каскаде). Вектор жестких решений на выходе второго каскада определяется по максимуму сигнальных функций после вычитания оценки системной помехи:

$$y_{k,2}^*(m_k^*) = \max_{m_k \sim k, 2_k}, d_k^2 = m_k^*. \quad (5)$$

В каждом каскаде обработки выполняется  $N \cdot K^2$  умножений и столько же операций сложения (то есть  $N \cdot K$  тех и других на каждый принимаемый символ). Сложность алгоритма с параллельной компенсацией MAI выражается [15] полиномиальной функцией 2-й степени от  $K$ , но линейно зависит от объема вычислений в демодуляторе. Поэтому выигрыш алгоритма MUD с CCSK по сложности определяется пропорцией между числом операций при определении циклической свертки БПФ-процессором и числом операций при нахождении  $M$  линейных свертки:

$$\Delta = \frac{O_{MOS}(K, M)}{O_{CCSK}(K, M)} = \frac{N}{\log_2 N}. \quad (6)$$

Недостатком известных нелинейных алгоритмов является зависимость их характеристик от надежности оценок в предварительном каскаде. Причина в том, что оценка MAI тем ближе к истинной, чем больше символов из числа переданных приняты правильно (влияние ошибки в приеме двоичного сигнала пропорционально его учетверенной мощности, поскольку ошибка в его знаке приводит к ошибке в компенсируемой величине, равной его удвоенной амплитуде). Для снижения этой зависимости в целом необходимо, по меньшей мере, повысить надежность оценок наиболее мощных сигналов. Одно из решений состоит в комбинировании нелинейной компенсации и первичной линейной обработки путем факторизации корреляционной матрицы по Халецкому:  $R=FTF$ , где  $F$  – нижняя треугольная матрица. Умножение вектора откликов СФ на линейный оператор  $(FT)^{-1}$  не меняет распределения вектора гауссовских шумов  $ZW$ . Вектор отсчетов сигнальной функции на выходе линейного препроцессора [2]:

$$YW=FAD+ZW, \quad (7)$$

где  $ZW=(N_0/2) \times I$  – ковариационная матрица шума,  $F$  – модифицированная матрица корреляций, половина элементов которой обнулены. Например, при  $K=4$ :

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ F_{21} & 1 & 0 & 0 \\ F_{31} & F_{32} & 1 & 0 \\ F_{41} & F_{42} & F_{43} & 1 \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Ранжируя сигналы в порядке убывания мощности и вычитая парциальную MAI из группового сигнала, можно существенно улучшить характеристики MUD. Однако, это решение применимо только в системах с последовательной реализацией компенсации системных помех, поскольку сопряжено с существенной задержкой в обработке сообщений.

### Минимаксные комплементарные коды

Альтернативные подходы связаны с применением кодов с хорошими корреляционными свойствами и их дальнейшим совершенствованием. Поскольку оценку MAI необходимо иметь на входе каждого каскада, количество бит информации  $m$  в переданном символе должно быть целым. При CSSK  $N=M$ , поэтому длина кодовых последовательностей  $N=2n$ , где  $n$  – целое, и, помимо взаимно корреляционных свойств, критерием их отбора является как можно меньший уровень боковых лепестков (БЛ) ПАКФ.

Для исследования характеристик полученного алгоритма выбраны коды со свойствами, приближенными к свойствам тех кодов, которые использовались в реализованных на практике схемах CSSK: в тактических сетях обмена данными протокола Link-16: системах JTIDS и MIDS. Так, согласно [16] в JTIDS применены кодовые последовательности длиной  $N=32$ , уровни БЛ ПАКФ которых принимают три значения:  $\{0; \pm 4\}$ , не превышающие по модулю минимально возможную для  $N=32$  величину. Большие ансамбли

двоичных последовательностей длин  $N=2n$  с подобными свойствами удастся получить на основе метода, описанного в [17]. В частности, максимумы БЛ ПАКФ минимаксных периодических комплементарных последовательностей (С-последовательностей) определяются зависимостью  $R_N \cong 4 \cdot F(n-4)$ , где  $F(n)$  –  $n$ -й элемент ряда Фибоначчи (табл. 1).

Таблица 1.  
Максимумы БЛ ПАКФ С-последовательностей,  $N=2n$ ,  
и минимаксных РN-последовательностей,  $N=2n-1$

| n   | 4 | 5 | 6  | 7  | 8  | 9  | 10 | 11 |
|-----|---|---|----|----|----|----|----|----|
| RC  | 4 | 4 | 8  | 12 | 20 | 32 | 52 | 84 |
| RPN | 9 | 9 | 17 | 17 | 33 | 33 | 65 | 65 |

Для сравнения, величина БЛ ПАКФ и периодической взаимно корреляционной функции (ПВКФ) известных линейных РN-последовательностей: кодов Голда и больших семейств Касами для близких значений длин ( $N=2n-1$ ) описывается выражением

$$R \begin{cases} 2^{\frac{n+2}{2}} + 1, & n - \text{четные;} \\ 2^{\frac{n+1}{2}} + 1, & n - \text{нечетные.} \end{cases} \quad (9)$$

Как видно из таблицы, для представляющих практический интерес  $N$ , наибольшие БЛ ПАКФ С-кодов имеют сопоставимую или меньшую величину. Что еще более важно, их средний квадрат в разы меньше, так как крупные БЛ ПАКФ у них встречаются намного реже, чем соизмеримые БЛ ПАКФ кодов Голда и Касами. Ниже приведен пример одной из последовательностей С-кода (в аддитивной группе, где “0” соответствует положительному, а “1”-отрицательному элементу):

11101001010001000010111001000100001111001010001100100001101110101.

Ее ПАКФ  $R(m)$ ,  $m=0,1,\dots,N/2$ , как это легко проверить, имеет форму:  
64, -4, 0, 0, 0, 4, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -4, 0, -8, 0, 4, 0, 4, 0, -4, 0, 4, 0, 8, 0, -4, 0, 0, 0.

Средний квадрат БЛ ПАКФ С-последовательностей длиной  $N=64$ :  $\sigma_R^2 \approx 8.127$  – это в 7.5 раз меньше, чем у кодов Голда длиной  $N=63$  (среднеквадратическое значение меньше в 2.8 раза).

Негациклический комплементарный (NC) код от С-кода отличает инверсия сдвигаемого элемента, и если форма импульсной характеристики СФ совпадает с последовательностью, обращенной во времени, то отклик повторяет нечетную автокорреляционную функцию (НАКФ) [18]. Минимаксные NC-коды длиной  $N=64$  также имеют 3-х уровневую НАКФ:  $\tilde{R} \in \{0, \pm 2; \pm 6\}$ . Например, НАКФ последовательности 2871BB022D054336 (в шестнадцатеричной записи)

$\tilde{R}(m)$ ,  $m=0,1,\dots,N/2$ , имеет вид:

$$\{64, -2, 0, 2, 0, -2, 0, 6, 0, -2, 0, 2, 0, -2, 0, 2, 0, 2, 0, 2, 0, -6, 0, 2, 0, 2, 0, 6, 0, -6, 0, 6, 0\}.$$

Среднеквадратическое значение БЛ НАКФ  $\sigma_{\tilde{R}}$ , как легко посчитать, равняется 2.66. Общее представление о корреляционных и количественных характеристиках негациклических кодов можно получить из табл. 2 (шесть их групп "G" в сумме насчитывают 1456 различных кодов).

Таблица 2  
Свойства и количество NC-кодов, N=64

| G   | $\tilde{R}_N^G$ | число уровней       |                     | $\sigma_{\tilde{R}}$ |
|-----|-----------------|---------------------|---------------------|----------------------|
|     |                 | $\tilde{R} = \pm 2$ | $\tilde{R} = \pm 6$ |                      |
| i   | 64              | 22                  | 10                  | 2.66                 |
| ii  | 192             | 20                  | 12                  | 2.85                 |
| iii | 304             | 18                  | 14                  | 3.02                 |
| iv  | 512             | 16                  | 16                  | 3.18                 |
| v   | 256             | 14                  | 18                  | 3.34                 |
| vi  | 128             | 12                  | 20                  | 3.49                 |

Еще больше периодических C-кодов: их 12032. Заметим, число псевдослучайных циклических PN-кодов с контролируемым уровнем ПВКФ намного меньше: на основе кода Голда их 65, а в большом семействе Касами – 519. При этом, комплементарные коды, по существу также могут считаться кодами с контролируемой величиной ВКФ. Так, согласно найденным зависимостям (от N) для средних квадратов [19] и оценкам размеров ансамблей, для средних квадратов ПВКФ C-кодов  $\Theta$  и НВКФ NC-кодов  $\Xi$  соответственно справедливы оценки

$$\sigma_{\Theta}^2 = \frac{\sqrt{N^{n+1}} - \frac{4}{3}(N - (-1)^n)}{\sqrt{N^{n-1}} - 1} \text{ и } \sigma_{\Xi}^2 = \frac{\sqrt{N^{n+1}} - \frac{2}{3}(2N + (-1)^n)}{\sqrt{N^{n-1}} - 1}. \quad (10)$$

Таблица 3.  
Среднеквадратические значения ВКФ для некоторых N

| NGold / NC, NC | $\sigma_G$ | $\sigma_{\Theta}$ | $\sigma_{\Xi}$ |
|----------------|------------|-------------------|----------------|
| 7 / 8          | 2.803      | 2.725             | 2.777          |
| 15 / 16        | 3.992      | 3.992             | 3.988          |
| 31 / 32        | 5.654      | 5.656             | 5.656          |
| 63 / 64        | 7.999      | 7.999             | 7.999          |
| 127 / 128      | 11.313     | 11.314            | 11.314         |
| 255 / 256      | 15.999     | 15.999            | 15.999         |

Эти величины практически тождественны среднему квадрату ВКФ последовательностей Голда  $\sigma_G^2 = N + 1 - 1/N$  (см. табл. 3). Заметим, что согласно центральной предельной теореме именно среднеквадратическое значение взаимных корреляций (а не их максимальная величина) есть тем параметром, который оказывает определяющее влияние на мощность MAI в CDMA [20].

### Анализ системных характеристик

На рис. 2 приведены результаты анализа помехоустойчивости MUD/CCSK-приемника в гауссовском канале методом статистического моделирования с использованием С-кодов  $N=64$ , формирующих алфавит из 6-битовых символов (в качестве корректирующего кода был выбран код Рида-Соломона  $RS(63,31)$ , исправляющий до 16 ошибок). Как следует из рис. 2, в условиях воздействия мощной внешней помехи преимущества М-ичного MUD-приемника в пропускной способности по сравнению с обычным приемом невелико (при  $P_B=10^{-3}$  оно не превышает 25%). Однако, по мере роста отношения сигнал-шум  $E_B/N_0$  (отношения энергии, приходящейся на бит передаваемой информации, к спектральной плотности шума), быстро возрастает выигрыш в энергетической эффективности. Так, в системе CDMA с восемью активными пользователями ( $K=8$ , спектральная эффективность  $\eta \approx 0.75$ , как показано в легенде на рис. 2) двухкаскадный М-ичный MUD-приемник обеспечивает вероятность ошибки на бит  $P_B=10^{-5}$  при отношении сигнал-шум  $E_B/N_0=8$  дБ (этого достаточно для передачи изображений среднего качества), выигрывая приблизительно 15 дБ по сравнению с обычным приемом.

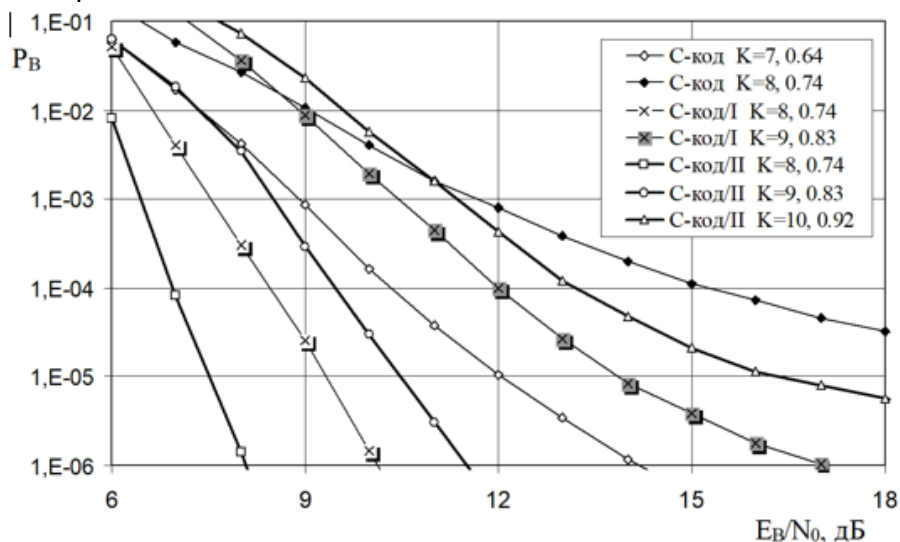


Рис. 2. Помехоустойчивость М-ичного MUD с одним и с двумя каскадами последетекторной обработки

На рис. 3 и 4 показаны результаты сравнения помехоустойчивости MUD/CCSK на основе минимаксных комплементарных кодов (циклических и негациклических) и псевдослучайных циклических кодов (PN-кодов) на основе последовательностей Голда, дополняемых до длины  $N=64$  вставкой двоичного элемента (из условия минимизации БЛ ПАКФ) для схем с одним и с двумя каскадами MUD-обработки, соответственно. Из приведенных на

рисунках результатів видно, що при рівном кількості користувачів і розмірах алфавітів комплементарні коди дозволяють досягти потрібних характеристик (заданої ймовірності помилки на біт) при менших відношеннях сигнал-шум, ніж PN-коди. Виграш однокаскадного MUD-приймача по порівнянню з звичайним приймачем перевищує 1 дБ при  $P_B=10^{-3}$ , а при  $P_B=10^{-5}$  досягає 3х дБ. Крім того, як слід з наведених залежностей, по мірі зростання відношення сигнал-шум зростає доцільність збільшення числа каскадів обробки.

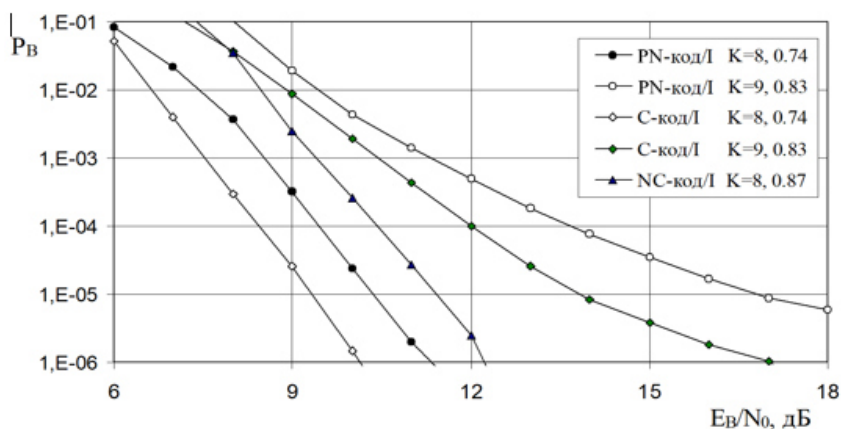


Рис. 3. Характеристики  $M$ -ичного однокаскадного MUD на основі PN-кодів і мінімакських комплементарних кодів

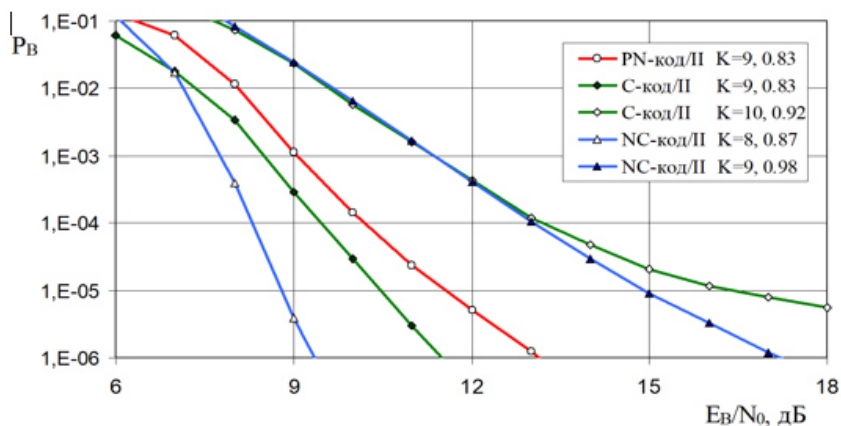


Рис. 4. Характеристики  $M$ -ичного 2-х каскадного MUD на основі PN-кодів і мінімакських комплементарних кодів

Як показують наведені на рис. 3, 4 результати, найбільшу помехостійкість серед представлених кодів мають NC-коди, що пояснюється вдвоє більшим розміром їх алфавіта  $M$  при тому ж коефіцієнті розширення спектра. Спектральна ефективність систем с

негациклическим кодом ( $M=128$ ,  $K=10$ ) оказывается очень близка к единице: 0.98 при  $PB=10-3$ ,  $EB/N_0=11$  дБ и при  $PB=10-5$ ,  $EB/N_0<15$  дБ.

### Выводы

В данной работе рассмотрена реализация алгоритма многопользовательского приема  $M$ -ичных сигналов с модуляцией циклическим сдвигом и субтрактивной компенсацией системных помех. CSSK существенно снижает остроту проблемы сложности MUD в случае использования кодовых сигнатур большой длины. Исследованы характеристики предложенного алгоритма при использовании в CSSK минимаксных комплементарных кодов в качестве базисных функций. В сравнении с обычным приемом, выигрыш MUD-обработки при рабочих отношениях сигнал-шум достигает 15 дБ. Полученные оценки свидетельствуют о возможной перспективе применения схем компенсации системных помех как в системах CDMA с большой базой сигнала, так и для малых IoT-устройств с ограниченным вычислительным ресурсом и маломощным автономным источником питания.

### References

1. Verdu, S. Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels / S. Verdu // IEEE Transactions on Information Theory. – 1986. – Т. 32. №1. – 85-96 pp.
2. Moshavi, S. Multi-User Detection for DS-CDMA Communications / S. Moshavi // IEEE Communications Magazine. – 1996. – Т.34. №10. – 124-136pp.
3. Dai, L. A Survey of Non-Orthogonal Multiple Access for 5G / L. Dai & all // IEEE Communications Surveys and Tutorials. – 2018. – Т. 20. №3. – 2294-2323 pp.
4. Dillard, G.M. Cyclic Code Shift Keying: A Low Probability of Intercept Communication Technique / G.M. Dillard & all // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2003. – Т.39. №1. – 786–798pp.
5. Viterbi, A.J. CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication / A.J. Viterbi. – Addison-Wesley: Publishing, 1995.
6. Kawabe, M. M-ary CDMA scheme based on interference cancellation / M. Kawabe, T. Sato, T. Kato, A. Fukasawa, R. Kohno // Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems, Taipei, Taiwan, 5-8 Dec. 1994. – 33-38pp.
7. Kim, J. Interference cancellation technique using channel parameter estimation in DS/CDMA system with M-ary orthogonal modulation [Текст] / J. Kim, S. Yoon, S. Kang, C. Kang // Electronics Letters. – 1998. – Т.34. №12. – 1194–1195pp.
8. Strom, E. Iterative demodulation and channel estimation of orthogonal signaling formats in asynchronous DS-CDMA systems / E. Strom, S. Miller // IEICE Transactions on Electronics. – 2002. – Т.Е85-С. №3. – 442–451pp.
9. Xiao, P. Iterative Demodulation of M-ary Orthogonal Signaling Formats in Coded DS-CDMA Systems with Soft Interference Cancellation and Channel Estimation / P. Xiao, E. Ström // IEICE Transactions on Communications. – 2006. – Т.Е89-В. №1. – 150-161pp.
10. Xiao, P. A Theoretical Evaluation of Parallel Interference Cancellation in M-ary Orthogonal Modulated Asynchronous DS-CDMA System over Multipath Rayleigh Fading Channels / P. Xiao, E. G. Ström // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2005. – Т.54. №4. – 1400–1414pp.
11. Iskander, C.D. Performance of multicode DS/CDMA with no coherent M-ary orthogonal modulation and parallel interference cancellation / C.D. Iskander // 2006 IEEE Radio and Wireless Symposium, San Diego, CA, USA, 17-19pp.Oct. 2006.

12. Killough, S.M. Gold Code-Phase-Shift Keying: A Power and Bandwidth Efficient Communication scheme for Smart Buildings [Текст] / S.M. Killough, M.M. Olama, T. Kuruganti // 2018 IEEE International Workshop Technical Committee on Communications Quality and Reliability, Austin, TX, USA, 15-17pp. May. 2018.
13. Da, X. Embedding WFRFT Signals into TDCS for Secure Communications / X. Da, Y. Liang, H. Hu, R. Xu, L. Ni, D. Zhai, Y. Pan // IEEE Access. – 2018. – №6. – 54938-54951pp.
14. Garcia-Pena, A.J. Analysis of the Use of CSK for Future GNSS Signals / A.J Garcia-Pen, D. Salos, O. Julien, L. Ries, T. Grelrier // Proceedings ION GNSS 2013, Nashville Tennessee, USA, 16-20pp. Sept. 2013.
15. Correal, N.S. A DSP-Based DS-CDMA Multiuser Receiver Employing Partial Parallel Interference Cancellation / N.S. Correal, R.M. Buehrer, B.D. Woerner // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 1999. – T.17. №4. – 613–630.
16. Kao, C.H. Performance analysis and simulation of cyclic code-shift keying / C.H Kao, R.C. Robertson, K. Lin (2008) // Military Communications Conference, MILCOM 2008, 16-19pp. Nov. 2008.
17. Gepko, A. Synthesis of Complementary Sequences with Minimal Periodic Correlation / A. Gepko // Radioelectronics and Communications Systems. – 1998. – №4. – 134-37pp.
18. Gepko, A. Nega-Periodic Complementary Sequences / A. Gepko // Radioelectronics and Communications Systems. – 2005. – № 40. – 36-39pp.
19. Gepko, A. The cross-correlation properties of generalized complementary sequences / A. Gepko // Radioelectronics and Communications Systems. – 2005. – №48. – 30-33pp.
20. Karkkainen, K.H. Meaning of maximum and mean-square cross-correlation as a performance measure for CDMA code families and their influence on system capacity / K.H. Karkkainen // IEICE Transactions on Communications. – 1993. – T. E76-B.№8. – 848-854pp.