

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КОМПЗИТНЫХ КОДОВ БАРКЕРА И КОМПЗИТНЫХ ФУНКЦИЙ УОЛША

Сорокин Г.Ф.

к.т.н., доцент Департамента Телекоммуникации и Электронные Системы Технического Университета Молдовы, г. Кишинев;

Шестакова Т.В.

к.т.н., доцент Департамента Телекоммуникации и Электронные Системы Технического Университета Молдовы, г. Кишинев

COMPARATIVE ANALYSIS OF COMPOSITE BARKER CODES AND COMPOSITE WALSH FUNCTIONS

Sorochin Gh.

PhD., Associate Professor of Telecommunication & Electronic Systems Department of Technical University of Moldova, Chisinau

Sestacova T.

PhD., Associate Professor of Telecommunication & Electronic Systems Department of Technical University of Moldova, Chisinau

Аннотация

В статье рассматриваются корреляционные свойства псевдослучайных последовательностей (ПСП), используемых при формировании шумоподобных сигналов в системах передачи данных и системах с кодовым разделением каналов. Рассмотрены прямой и обратный композитные коды Баркера, а также прямые и обратные композитные функции Уолша. В среде Matlab выполнен сравнительный анализ корреляционных свойств предложенных ПСП. Показано, что автокорреляционные функции композитных кодов Баркера обладают лучшими автокорреляционными свойствами, но композитные функции Уолша обладают лучшими характеристиками взаимной корреляции. Обоснована возможность использования этих сигналов при разработке систем с кодовым разделением каналов с целью снижения уровня помех множественного доступа. Определены направления дальнейших исследований.

Abstract:

The article discusses the correlation properties of pseudo-random sequences (PRSs) used in the formation of noise-like signals in data transmission systems and systems with code separation of channels. Direct and inverse composite Barker codes and direct and inverse Walsh functions are considered. A comparative analysis of the correlation properties of the proposed PRSs was carried out in Matlab environment. It is shown that the autocorrelation functions of composite Barker codes have better autocorrelation properties, but the composite Walsh functions have better cross-correlation characteristics. The possibility of using these signals in the development of systems with code separation of channels in order to reduce the level of interference of multiple access is justified. Directions for further research have been determined.

Ключевые слова: псевдо - случайная последовательность, шумоподобный сигнал, автокорреляционная функция, композитный код Баркера, композитная функция Уолша.

Keywords: Pseudo-random sequences, noise-like signals, autocorrelation function, composite Barker code, composite Walsh function.

1. Введение

Достаточной большой опыт применения широкополосных систем связи (ШПСС) подтвердил их достоинства, такие как высокая устойчивость по отношению к узкополосным помехам, возможность работы множества абонентов в одном канале связи, скрытность передачи, высокая устойчивость к многолучевому распространению.

Для систем передачи данных с кодовым разделением каналов по сравнению с другими типами систем является возможность повторного (многократного) использования частотного ресурса за счет разделения каналов не по частоте или по времени, а по «форме», что позволяет одновременную работу множества абонентов в одной и той же полосе частот. В такой системе используются псевдослучайные последовательности (ПСП) с заданными корреляционными свойствами. А сами каналные сигналы, образованные путем расширения информационного сигнала псевдослучайными последовательностями, получили название шумоподобных; для любого другого приемника, которому ничего не

известно о расширяющей последовательности, такой сигнал представляет собой шум [1-3].

Псевдослучайные последовательности (ПСП) широко используются для формирования шумоподобных сигналов (ШПС) в системах связи с расширением спектра методами прямой последовательности (*DSSS – direct-sequence spread spectrum*) или скачкообразной перестройки частоты (*FHSS – frequency hopping spread spectrum*). Примерами таких систем являются DS-CDMA, GPS/Navstar, Glonass и беспроводные сети стандарта IEEE 802.11b.

Доминирующее значение в выборе вида ПСП для формирования ШПС в системах передачи данных играют, прежде всего, взаимные и автокорреляционные характеристики ансамбля сигналов, объем этих сигналов, простота реализации устройств формирования и "сжатия" (свёртки) сигналов в приёмнике [1, 2, 4 - 6].

2. Предварительный анализ и способы решения проблемы

2.1. Теоретические данные

Корреляционные функции сложных, шумоподобных сигналов определяются корреляционными функциями (КФ) манипулирующих последовательностей. Поэтому, рассматривая КФ сложных сигналов, достаточно анализировать корреляционные функции манипулирующих последовательностей. Декодирование сигнала на приёмной стороне осуществляется корреляционным приёмником, основой которого является коррелятор, представляющий собой последовательно соединённые умножитель и интегратор, вычисляющий взаимную корреляционную функцию входящего сигнала с ПСП, хранящейся в памяти.

В случае совпадения полученной последовательности и ПСП, хранящейся в памяти, приёмник переходит в режим приёма и начинает операцию декодирования полезной информации. При отсутствии шума или помехи от других источников сигнала, на выходе коррелятора будет сигнал, пропорциональный количеству совпадений чипов принятой кодовой последовательности и чипов последовательности, хранящейся в памяти приёмника, минус количество несовпадений. Любые же частичные совпадения могут привести к ложному срабатыванию и нарушению работы приёмника.

Следовательно, наиболее важный параметр используемых псевдослучайных последовательностей - их корреляционные свойства. Причём от выбора двоичных кодовых последовательностей, т.е. от их корреляционных свойств, зависит помехозащищённость и помехоустойчивость всей информационной системы в целом. Кроме того, кодовая последовательность должна быть хорошо сбалансирована, то есть количество единиц и нулей в ней должно отличаться не более чем на один символ. Последнее требование важно для исключения постоянной составляющей информационного сигнала.

Взаимная корреляционная функция двух сигналов $u(t)$ и $v(t)$ равна скалярному произведению $u(t)$ на копию $v(t)$, сдвинутой на τ , и является функцией аргумента τ :

$$R_{uv}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)v(t - \tau)dt \quad (1.1)$$

Однако, на основании обобщённой формулы Релея можно записать:

$$R_{uv}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} U(\omega)V^*(\omega)\exp(j\omega\tau)d\omega \quad (1.2)$$

В асинхронных системах необходима ортогональность сигналов вне зависимости от сдвига τ , следовательно, при любых τ ВКФ должна равняться нулю. Однако в силу линейности преобразования Фурье, это возможно только если $U(\omega)V^*(\omega) = 0$ на всей оси частот. Равенство нулю ВКФ означает, что два сигнала ортогональны при любых τ только в том случае, если их спектры не перекрываются. Однако в системе множественного доступа этого достичь невозможно. Следствием этого является возникновение межпользовательской помехи, т.е. ненулевого отклика приёмника k -го пользователя на сигналы других абонентов [6].

Исходя из этого, необходимо выбирать такие кодовые последовательности, у которых ВКФ минимальны. Причём для решения задачи асинхронного приёма важны только корреляционные свойства сигнала, а не их форма.

Для систем широкополосной связи надо учитывать ещё один существенный для ПСП параметр – автокорреляционную функцию (АКФ). В общем виде АКФ определяется как:

$$R_u(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t)u(t - \tau)dt \quad (1.3)$$

АКФ фазомодулированных сигналов состоит из центрального (основного) пика, размещённого на интервале $(-\tau, \tau)$, и боковых (фоновых) максимумов, которые распределены на интервале $(-T, T)$ и (τ, T) .

Амплитуды боковых пиков принимают различные значения, но у сигналов с “хорошей” корреляцией они должны быть минимальными, т.е. существенно меньше амплитуды центрального пика. Отношение амплитуды центрального пика к максимальной амплитуде боковых максимумов называют коэффициентом подавления.

К дискретным сигналам с наилучшей структурой АКФ можно отнести сигналы (коды) Баркера [7]. Кодовая последовательность сигнала Баркера состоит из N символов ± 1 и характеризуется нормированной АКФ вида:

$$R_u(n) = \begin{cases} 1, & \text{для } n = 0, \\ 0, & \text{для } n = 2l + 1, \\ \pm 1/N, & \text{для } n = 2l, \end{cases} \quad (1.4)$$

где $l = 0, 1, \dots (N-1)/2$.

Знак в последней строчке зависит от величины N . Эти сигналы обладают уникальным свойством: независимо от числа позиций N в кодовой комбинации значения АКФ, вычисляемые по формуле (1.4), при всех $n \neq 0$ не превышают единицы. В то же время энергия этих сигналов, т.е. величина $R_u(0)$, численно равна N . Известно всего семь сигналов Баркера, самый сложный из них состоит из 13 символов и имеет коэффициент подавления равный 13. Это свойство позволяет надёжно обнаруживать такой сигнал при отношениях сигнал/помеха $P_s/P_n < 1$.

Однако в каналах передачи данных, в которых действуют значительные помехи даже сигналы Баркера не обеспечивают требуемой надёжности их обнаружения. В [7] предложен метод формирования композитных кодов Баркера, обладающих корреляционными свойствами, подобными тем, которыми обладает код Баркера, а именно: данный код формируется путем перемножения двух стандартных последовательностей Баркера. Одна из них (короткая), называется образующей, а вторая, более длинная – элементарной. В результате перемножения короткой последовательности на более длинную, получаются последовательности свыше 13 разрядов. Такие последовательности назовём прямыми композитными кодами Баркера.

В [8, 9] предлагается формировать композитный код иным способом, а именно, путем умножения длинной последовательности на короткую, т.е. в роли образующей использовать более длинные последовательности, а в роли элементарной – короткие последовательности Баркера. Назовём эти последовательности обратными композитными кодами Баркера.

В табл. 1.1 показано формирование прямого и обратного композитных кодов Баркера длиной 28 символов на основе канонических последовательностей C4 и C7.

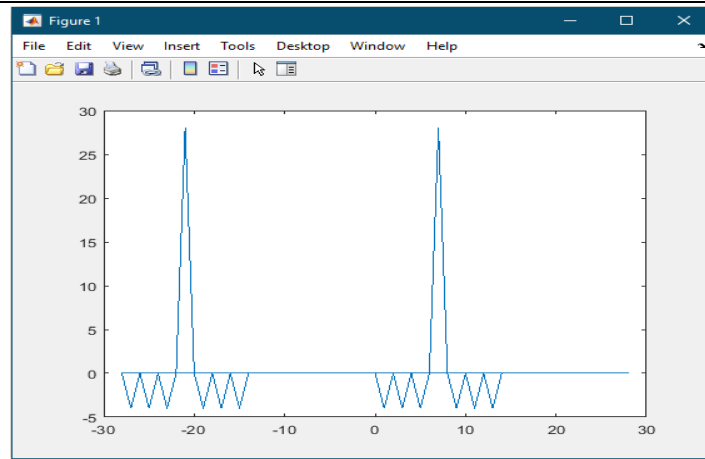


Рис.1.2. ВКФ прямых, композитных кодов Баркера

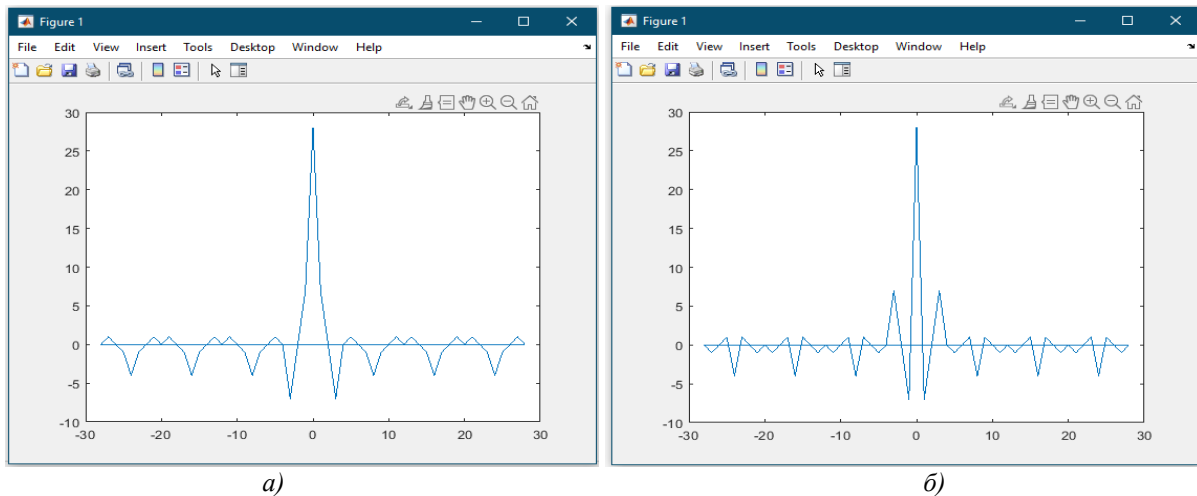


Рис.1.3. АКФ обратных, композитных кодов Баркера:
а) $C7 \cdot C4_1$; б) $C7 \cdot C4_2$

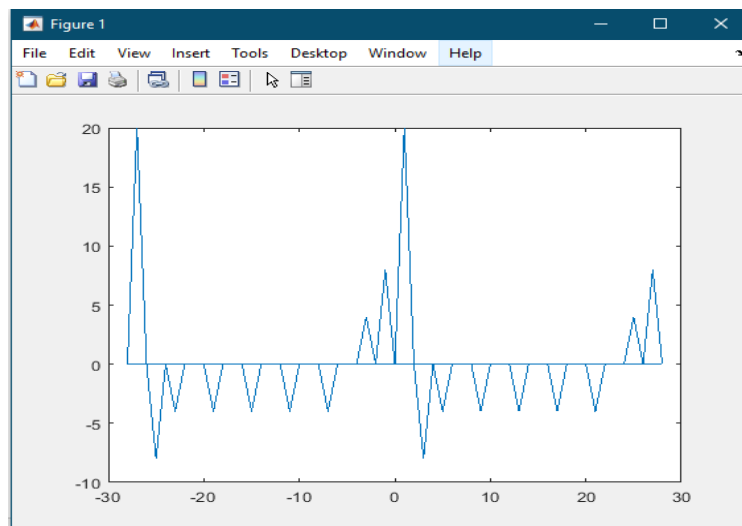


Рис.1.4. ВКФ обратных, композитных кодов Баркера

Анализ корреляционных характеристик прямых $C4_1 \cdot C7$, $C4_2 \cdot C7$ и обратных $C7 \cdot C4_1$, $C7 \cdot C4_2$ композитных кодов Баркера показал, что они обладают примерно одинаковыми корреляционными характеристиками, коэффициент подавления у обоих ПСП одинаков, равен 4 и могут использоваться в широкополосных системах передачи данных. Большая длина кода расширения ($L = 28$) позволяет значительно увеличить диссипацию энергии

передатчика по полосе пропускания канала связи, повысить помехоустойчивость системы, хорошую защиту от несанкционированного доступа и улучшить электромагнитную совместимость с соседними работающими радиотехническими устройствами.

Однако для систем с кодовым разделением каналов необходимо иметь ансамбль ПСП с “хоро-

шими” авто- и взаимными корреляционными характеристиками. Различные модификации кодов Баркера на позволяют получить такие ансамбли, как видно из рис.1.2 и рис.1.4 прямые и обратные композитные коды Баркера имеют плохие взаимные корреляционные характеристики и их нежелательно использовать в системах с кодовым разделением каналов из-за значительного уровня помех

множественного доступа. Рассмотрим с этих позиций композитные функции Уолша.

Анализ корреляционных характеристик прямых и обратных композитных функций Уолша, которые представлены выше, выполненный в среде Matlab дал следующие результаты (рис.1.5-рис.1.8).

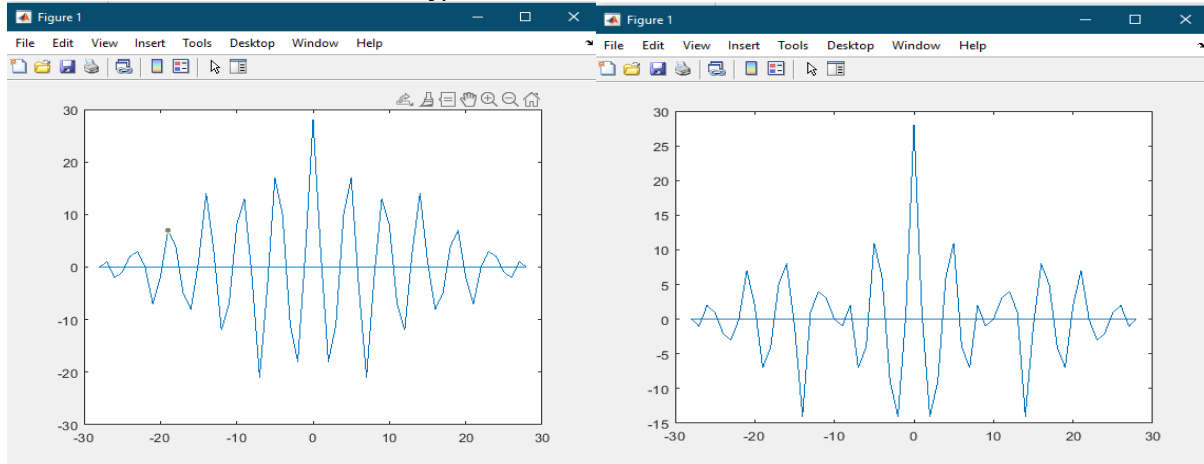


Рис.1.5. АКФ прямых, композитных функций Уолша и M – последовательности:
а) $(1,-1, 1,-1) * (1,-1,-1, 1, 1, 1,-1)$; б) $(1,-1, -1, 1) * (1,-1,-1, 1, 1, 1,-1)$

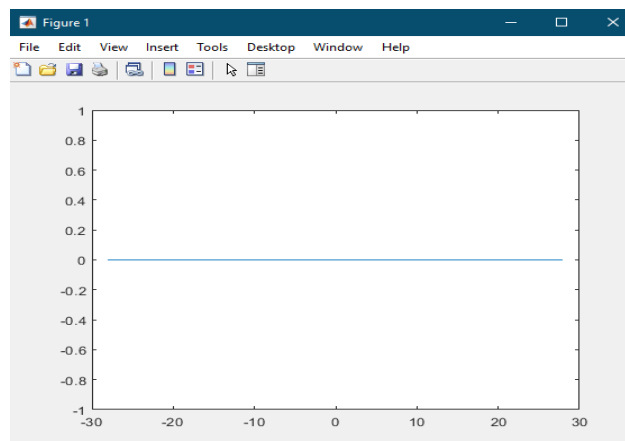


Рис.1.6. ВКФ прямых, композитных функций Уолша и M - последовательности.

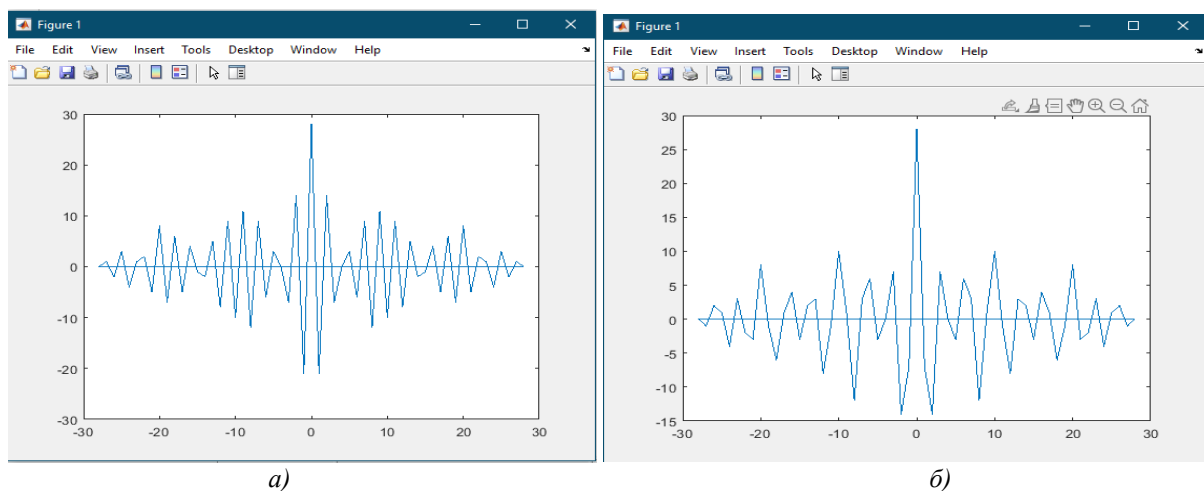


Рис.1.7. АКФ обратных, композитных функций Уолша и M последовательности а) $(1-1-1111-1) * (1-11-1)$; б) $(1-1-1111-1)*(1-1-11)$

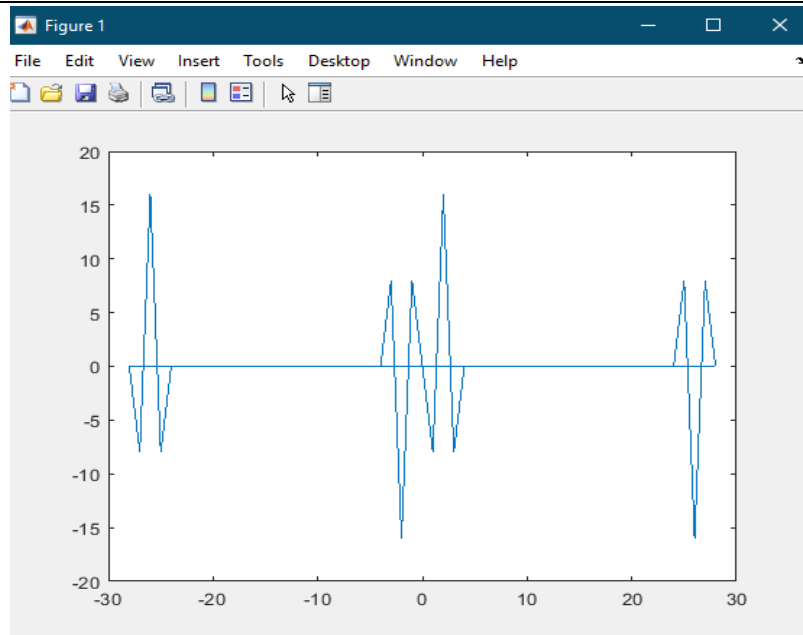


Рис.1.8. ВКФ обратных, композитных функций Уолша и М - последовательности.

Из рис.1.5 и рис.1.6 следует, что прямые, композитные функции Уолша на базе М - последовательностей имеют плохие автокорреляционные функции – нет ярко выраженного центрального лепестка характеристики и большие уровни боковых лепестков, коэффициент подавления равен 2. Но они имеют очень хорошие взаимные корреляционные характеристики. Таким образом, прямые, композитные функции Уолша не могут обеспечить надёжную синхронизацию при приеме, правильное декодирование входных данных, но обеспечивают минимальный уровень помех множественного доступа, так как взаимная корреляционная функция равна нулю при любых временных сдвигах.

Из рис. 1.7 и рис.1.8 следует, что обратные, композитные функции Уолша имеют лучшие, по сравнению с прямыми, автокорреляционные функции – есть ярко выраженный центральный лепесток характеристики и меньшие уровни боковых лепестков, но не очень хорошие взаимные корреляционные характеристики. Таким образом, обратные, композитные функции Уолша могут обеспечить надёжную синхронизацию при приёме, правильное декодирование входных данных, но несколько увеличивают уровень помех множественного доступа при небольших временных сдвигах, и значительно меньший уровень – при значительных временных сдвигах.

3. Заключение

Анализ корреляционных характеристик прямых и обратных композитных кодов Баркера и прямых и обратных композитных функций Уолша позволяет сделать следующие выводы:

1. Композитные коды Баркера обладают лучшими автокорреляционными характеристиками, чем композитные функции Уолша. Коэффициент подавления у них в два раза больше. Это позволяет их использовать для синхронизации при приёме.

2. Композитные коды Баркера имеют плохие взаимные корреляционные характеристики, что не позволяет их использовать в системах с кодовым разделением каналов.

3. Прямые, композитные функции Уолша инвариантны к временным сдвигам, т.е. взаимные корреляционные таких функций не зависят от временного сдвига и являются ортогональными. Это позволяет их использовать в системах с кодовым разделением каналов, но необходимо применять меры для улучшения синхронизации при приёме.

4. Вид корреляционных характеристик композитных функций Уолша во многом зависит от вида образующих и элементарных последовательностей, которые сопрягаются с соответствующими функциями Уолша.

Область применения ПСП, которые строятся на базе различных подходов огромна и разнообразна. Путем подбора соответствующих свойств образующих или элементарных последовательностей можно добиться удовлетворительного результата в большинстве случаев работы широкополосных систем. Генерация ансамблей ПСП произвольной длины с заданными корреляционными свойствами является актуальной практической задачей.

Следовательно, требуется дальнейшее тщательное изучение свойств производных и элементарных последовательностей для формирования различных композитных функций для решения соответствующих прикладных задач.

Список литературы:

1. Варакин, Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 348с.
2. Мазурков, М.И. Системы широкополосной радиосвязи. – О.: Наука и техника, 2009. – 344с.
3. Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез и обработка — Спб.: Наука и техника, 2005. —400 с
4. Solomon, W. Golomb and Guang, Gong. Signal Design for Good Correlation, Cambridge, Cambridge University Press, 2005, 458 p.
5. Popović B. M. Optimum sets of interference-free sequences with zero autocorrelation zones // IEEE Transact. on Information Theory. 2018. Vol. 64, N 4. P. 2876—2882.

6. Ипатов В.П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами. – М: Радио и связь, 1992. – 152с.
7. Вольнская А.В., Калинин П.М. Новые помехоустойчивые сигналы для интеллектуального канала телемеханики // Фундаментальные исследования. – 2012. – № 11-4. – С. 922-926;
8. Банкет, В.Л., Токарь, М.С. Композитные коды Баркера. – Одесса // Цифрові технології, 2007, № 2.- с.8 – 18.
9. Максимов, В.В., Чуприна, Р.С. Обратные композитные коды Баркера // Наукові записки УНДІЗ, №1(21), 2012 г. – С.71-76.
10. Никитин Г.И. Применение функций Уолша в сотовых системах связи с кодовым разделением каналов. - С – Петербург.: СПбГУАП, 2003. – 86 с.
11. Беспалов М.С., Скляренко. Функции Уолша и их приложения. – Владимир; Изд-во ВлГУ, 2012. – 35 с.
12. Сенин А.И. Корреляционные свойства последовательностей, построенных на основе М-последовательностей и последовательностей Уолша. – М.: Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. Приборостроение, №5, 2014, с. 88-97.