УДК 621.396

А.А. Замула, Е.А. Семенко

Харьковский национальный университет имени В.Н. Каразина, Харьков

ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ДИСКРЕТНИХ СИГНАЛОВ В СОВРЕМЕННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ И СЕТЯХ

Приводятся критерии выбора дискретных последовательностей (ДП), используемых в качестве манипулирующих для формирования сложных широкополосных сигналов. Обсуждаются результаты исследований ансамблевых, корреляционных, технологических свойств различных классов ДП и даются оценки соответствия анализируемых классов ДП известным критериям. Рассматриваются возможности использования различных классов ДП в ряде приложений систем с распределенным спектром.

Ключевые слова: *изоморфизм, корреляционная функция, критерий, объем системы сигналов, статистические характеристики, разностное множество.*

Введение

Решение целого ряда узловых проблем развития радиотехнических систем различного назначения привело к идее сложных широкополосных систем. К основным достоинствам таких систем можно отнести [1]:

достижение высокой помехоустойчивости по отношению к узкополосной помехе без увеличения энергии сигнала и пиковой мощности;

возможность повышения защищенности системы от заградительной помехи (спектр помехи покрывает спектр сигнала) в условиях ограничений как на пиковую мощность полезного сигнала, так и на мощностной ресурс постановщика помех на основе использования сигналов с большим значением частотно-временного произведения полосы частот сигнала (F) на его длительность (T);

возможность системы предотвращать обнаружение своего сигнала потенциальным перехватчиком на основе использования сигналов с распределенным спектром, обладающих максимально возможным значением выигрыша от обработки FT. Физическое обоснование данного тезиса состоит в следующем (расширение спектра сигнала с постоянной энергией и длительностью уменьшает уровень его спектральной плотности мощности, скрывая ее под спектром);

возможность применения сигналов с практически не раскрываемой структурой и многое другое.

В широкополосных системах применение получили дискретно-кодированные сигналы (ДКС), в которых манипулируемые параметры (амплитуда, фаза, частота) изменяются через строго фиксированные интервалы времени. Закон применения манипулируемого параметра в ДСК задается дискретными последовательностями (ДП), которые полностью определяют свойства ДКС и часто отождествляются с ними. Поэтому внимание исследователей широкополосных систем оказалось сфокусированным на анализе, синтезе и обработке ДП.

Проектирование широкополосных систем во многом основывается на нахождении ДКС с соответствующими ансамблевыми, корреляционными, структурными, технологическими и другими свойствами. Под технологическими свойствами ДКС понимают существование регулярных правил и алгоритмов формирования ДП, допускающих возможность аппаратной, программно-аппаратной и программной их реализации.

1. Технологические, структурные и ансамблевые свойства некоторых классов ДКС

Одним из признаков, по которым классифицируют ДКС, является правило построения сигналов. В широкополосных системах связи и радиолокации получили применение линейные рекуррентные последовательности максимального периода (ЛРПМ) и линейные рекуррентные последовательности с трехуровневой функцией взаимной корреляции (ПВКФ) (ЛРПТ). Правило построения ЛРПМ (ЛРПТ) сводится к нахождению примитивных полиномов (для ЛРПМ) и пар примитивных полиномов (для ЛРПТ). Указанные классы ДКС имеют ряд недостатков.

Так, они могут быть построены только для значений длительностей, определяемых из соотношения [2]:

$$L = 2^m - 1, \quad (1)$$

где m – степень примитивного полинома.

Дополнение или усечение длительностей последовательностей с целью расширения спектра возможных значений L приводит к значительному ухудшению корреляционных и спектральных свойств данного класса ДКС. Объем системы сигналов M, составленного из ЛРПМ (число изоморфизмов) для фиксированного значения L ограничен функцией Эйлера:

$$M = \varphi(L)/m. \quad (2)$$

Известно, что применение широкополосных сигналов (ШПС) позволяет создавать радиоканалы, устойчивые к энергетическому подавлению злоумышленником. Указанное может быть достигнуто при условии скрытного функционирования радиоканалов. Скрытность функционирования, в свою очередь, достигается, в том числе, использованием в качестве манипулирующих при формировании фазоманипулированных ШПС (ФМ ШПС) дискретных последовательностей (ДП) с улучшенными структурными свойствами (обладают заданной кодовой устойчивостью). ЛРПМ имеют низкую кодовую устойчивость [3]. Так, для определения закона формирования ЛРПМ достаточно знать всего $2m$ подряд следующих символов. При использовании ЛРПТ объем системы сигналов существенно увеличивается по сравнению с объем системы, составленной из ЛРПМ. При этом кодовая устойчивость ЛРПТ остается низкой: для определения правила построения ЛРПТ достаточно знать $4m$ символов из $L = 2^m - 1$ символов последовательности.

Фазоманипулированные широкополосные сигналы, образованные на основе ЛРПТ, имеют значительный частотный пик фактор. Таким образом, применение ЛРПМ и ЛРПТ для формирования ШПС, виду плохих ансамблевых, структурных, а в ряде случаев, и корреляционных свойств, ограничено.

К числу оптимальных с точки зрения периодической автокорреляционной функции ПАКФ ДКС следует отнести некоторые классы нелинейных ДКС и, в частности, характеристические дискретные сигналы (ХДС) [4]. Данный класс ДКС обладает двухуровневой ПАКФ. Построение ХДС базируется на использовании характера мультипликативной группы поля $GF(p^n)$. ХДС могут быть построены для широкого спектра длительностей L:

$$L = 4x + 2 = p^n - 1 \text{ и } L = 4x = p^n - 1, \quad (3)$$

где n – степень расширения поля $GF(p^n)$.

Мощность метода кодирования ХДС (объем системы сигналов) равна числу классов неинверсно-изоморфных коэффициентов, которые могут быть получены разложением мультипликативной группы $T = \{t\}\ (t, N) = 1$ на смежные классы по классу автоморфных коэффициентов. Взяв по одному коэффициенту из каждого неинверсно-изоморфного класса, получим множество T неинверсно-изоморфных коэффициентов, приводящим к $\varphi(L)/2n$ неинверсно-изоморфным разностным множествам сбалансированным на два уровня. Таким образом, объем системы, составленной из ХДС, составляет

$$M = \varphi(L)/n. \quad (4)$$

Как следует из (4) объем системы сигналов ХДС пропорционален функции Эйлера, аргументом которой является период ХДС (L), и обратно пропорционален степени расширения n поля $GF(p^n)$.

В табл. 1 приведены значения объема системы сигналов M ХДС для некоторых существующих (в соответствии с (4)) значений длительностей L_i.

Таблица 1

Значения объема системы ХДС

L_i	40	70	100	256	508	1020	2052	2068	4020
M	8	12	20	64	126	125	515	460	528

Из приведенных в таблице данных следует, что по сравнению с ЛРПМ мощность метода кодирования ХДС выше. Так, для ХДС с числом элементов $N = 2052$ существует 515 изоморфизмов данного кода (сигналов, отличающихся тонкой структурой, и не являющихся циклическими сдвигами исходной последовательности), в то время как для m-последовательностей ($L = 2047$) только 88 изоморфизмов.

В табл. 2 приведены данные о числе значений N длительностей ХДС, существующих в указанных интервалах k_L.

Таблица 2

Число значений
длительностей ХДС для интервала k_{Li}

k_L	2 - 100	100-200	200-300	300-400	400-500	600-700	800-900	900 - 1000	1000-1200
N	23	20	16	16	17	15	15	14	28

Характеристические коды, как было отмечено выше, существуют для всех $L = P^n - 1\ (n \geq 1)$. Например, на интервале длин от 50 до 1500, ЛРПТ существуют только для пяти значений, доступное число последовательности Лежандра составляет 114, число характеристических кодов для этого интервала длин составляет 225.

2. Границы «плотной упаковки» для значений корреляционных функций

К настоящему времени нет единой теории синтеза систем ДКС с заданными периодическими и апериодическими авто-, взаимно- и стыковыми (ПАКФ, ААКФ, ПФВК, АФВК, СФВК) корреляционными свойствами. По существу, на основе комплексного использования аппарата теории полей Галуа, разностных множеств и комбинаторики, а также теории чисел, к сегодняшнему дню в основном развита теория анализа и синтеза дискретно-кодированных сигналов (двоичных линейных рекуррентных последовательностей (ЛРПМ) и линейных рекуррентных последовательностей с трехуровневой функцией взаимной корреляции (ЛРПТ)), а также нелинейных рекуррентных последовательностей (НРП) с одно- и двухуровневой ПАКФ. Однако, как показали исследования, наложение жестких ограничений на вид ПАКФ ДКС существенно ограничивает возможности источников сигналов с точки зрения ансамблевых и структурных свойств сигналов [3], а также в большинстве случаев определяет линейность законов их формирования.

В качестве критерия выбора класса ДКС как правило, ориентируются на критерий минимума взаимных помех (минимаксный критерий). Такой критерий подразумевает построение ансамблей сигналов объема M, манипулированных ДП, как можно заметнее отличающихся друг от друга при возможных циклических сдвигах.

Количественной мерой отличия циклических сдвигов манипулирующих ДП служат максимальные по ансамблям уровни бокового лепестка ρ_p ПАКФ и уровня бокового лепестка ПВКФ, определяемые как [3]:

$$\rho_p(m) = \frac{1}{\left\|a^2\right\|}\sum_{i=0}^{n-1} a_i \cdot a_{i-m}^* ,$$

$$\rho_p, k_l(m) = \frac{1}{\|a_k\|\|a_l\|}\cdot\sum_{i=0}^{N-1} a_{k,i}\cdot a_{l,i-m}^* , \qquad (5)$$

где a_k, a_l – комплексная амплитуда $k(l)$-й дискретной последовательности.

Усилия исследователей направлены на поиски ансамблей сложных сигналов, характеристики которых с ростом длины приближаются к границе «плотной упаковки», т.е. ансамблю, все представители которого обладают нулевой постоянной составляющей, идеальной ПАКФ и нулевой ПВКФ, большим объемом ансамбля и существующие для широкого спектра значений длительности последовательности [1]:

$$\tilde{a}_{k,0} = 0; \rho_{kk}(m) = 0, m \neq 0 \bmod N; \rho_{kl}(m) = \\ = 0, k,l = 1,2,...,K. \qquad (6)$$

Указанные требования противоречат друг другу, делая ансамбли сигналов гипотетическими для любого конечного числа символов (чипов) в ДП (сигнатуре).

Широко распространенным критерием подобного приближения является минимаксный критерий, ориентирующий синтез ансамбля на минимизацию максимального значения на множестве всех нежелательных корреляций. Для идеального гипотетического ансамбля корреляционный пик ρ_{max} определяют как наибольшее из двух величин: максимума среди всех боковых лепестков автокорреляций последовательностей ρ_{max}^a и максимума среди значений взаимных корреляций всех пар последовательностей ρ_{max}^c [1]:

$$\rho_{max} = \max\left\{\rho_{max}^a, \rho_{max}^c\right\}, \rho_{max}^a = \\ = \max_{k,m\neq 0}\left|\rho_{p,kk}(m)\right|, \rho_{max}^c = \max_{k,l,mk\neq l}\left|\rho_{p,kl}(m)\right|. \qquad (7)$$

Естественно, что для идеального гипотетического ансамбля ρ_{max} равен нулю, а для любого реального ансамбля ρ_{max} может служить адекватной мерой его близости к идеальному.

В [4] приведены соотношения, которые определяют принципиально достижимые значения бокового лепестка ФАК ρ_{max}^a над полем $GF(2)$:

$$\rho_{max}^a \geq \begin{cases} 0, \text{ если } L \equiv 0(\bmod 4); \\ 0, \text{ если } L \equiv 1(\bmod 4); \\ 0, \text{ если } L \equiv 2(\bmod 4); \\ 0, \text{ если } L \equiv 3(\bmod 4), \end{cases} \qquad (8)$$

как с точки зрения минимизации максимальных пиков ρ_{max}^a, так и с точки зрения минимизации числа уровней ФАК. Решение (8) связано с выявлением необходимых и достаточных условий существования кодовой последовательности с n-уровневой ПАКФ. К настоящему времени не получены достаточные условия существования последовательностей с n-уровневой ПАКФ для $n = 3$, даже для двоичного случая. Кроме того, не разработано единой теории синтеза ДП с «плотно упакованной» по ПАКФ для произвольных длин последовательностей. В то же время, для решения задач как цикловой синхронизации, так и обеспечения требуемой помехоустойчивости, скрытности функционирования системы передачи информации, необходимо использовать дискретные сигналы с произвольными значениями длительностей последовательностей и минимальными значениями боковых лепестков ПАКФ.

В свете критерия (7) предпочтительными являются кодовые последовательности с наименьшим значением максимального бокового лепестка функций авто- и взаимной корреляции. Данное требование всегда сопровождается ограничением на метод модуляции, а точнее, на алфавит, которому принадлежат символы кодовой последовательности. Это ограничение отражает технологические аспекты, касающиеся сложности формирования и обработки сигнала, в частности для многофазных кодов размер фазового алфавита линейно растет с увеличением длины и расстояние между соседними фазами становится чрезвычайно малым. Это в свою очередь приводит к повышению требований к точности формирования символов кода, качеству воспроизведения фаз, условиям эксплуатации и т.п. [1].

Таким образом, требования, предъявляемые к наилучшему сигналу, могут быть сформулированы в виде следующей оптимизационной задачи: на множестве всех возможных последовательностей длины L с символами из заранее выбранного алфавита найти последовательность или последовательности с минимальной величиной максимального бокового лепестка корреляционной функции [1]. Данная оптимизационная задача не имеет общего аналитического решения и процедурой ее выполнения является осуществление исчерпывающего поиска. При этом, вычислительный объем, необходимый для нахождения максимального бокового лепестка функции автокорреляции (ФАК) для оптимальных бинарных последовательностей экспоненциально возрастает с увеличением длины последовательности. В настоящее время отсутствуют регулярные методы синтеза дискретных последовательностей (ДП) оптимальных по минимаксному критерию. Более того, не представляется возможным ответить на вопрос: насколько известные сигналы с большим числом позиций L близки к оптимальным. Поэтому актуальным остается поиск эффективных методов расчета ДП с хорошими минимаксными свойствами.

В многопользовательских системах с кодовым разделением необходимы системы дискретных сигналов с особенными взаимными корреляционными свойствами. Синтез семейств с необходимыми взаимно корреляционными свойствами заключается в отыскивании семейства последовательностей, обладающего соответствующими взаимно корреляционными функциями (ВКФ).

При кодовом разделении в системах связи имеют место взаимные помехи, которые являются следствием одновременной работы абонентов в общей полосе частот. При кодовом разделении следует так выбрать параметры сигналов, что уровень взаимных помех будет сколь угодно малым, и может быть обеспечена заданная помехоустойчивость.

При использовании в качестве множественного доступа кодового разделения абонентов требуемое для системы связи число сигналов равно произведению числа абонентов на число сигналов в алфавите (при этом полагают, что все абоненты используют алфавиты одного объёма). Минимальное число сигналов равно числу абонентов. Если число абонентов в системе связи велико, то выбор сигналов является главным вопросом при разработке систем связи.

В [2] приведены неравенства, устанавливающие границы для среднеквадратичных значений корреляционных функций. Границы для максимальных значений можно определить следующим образом. Множество периодических последовательностей M охарактеризуем параметром ρ^a – максимальным значением взаимно-корреляционной функции:

$$\rho_c = \max\{|\rho_{p,kl}(m)|: 0 < m < L-1, k \in M, \\ l \in M, k = l\} \qquad (9)$$

и параметром ρ_a – максимальным значением бокового лепестка автокорреляционной функции:

$$\rho_a = \max\{|\rho_k(m)|: 0 < m < L-1, k \in M\}. \qquad (10)$$

Если M содержит K последовательностей, то

$$(\rho_c^2 / L) + L - 1/N(K-1)\cdot(\rho_a^2/L) > 1. \qquad (11)$$

Из (11) следует

$$\rho = \max\{,\} \geq L\left[\frac{K-1}{KL-1}\right]^{1/2}, \qquad (12)$$

что совпадает с известными границами Сидельникова [5] и Уэлча [6].

3. Корреляционные свойства некоторых классов ДКС

Рассмотрим корреляционные свойства некоторых классов ДКС с точки зрения их соответствия приведенным выше границам плотной упаковки.

Известно [7], что оценка качества обнаружения и различения сигналов выполняется с использованием следующих статистических характеристик ФАК и ФВК:

1) значение максимального бокового выброса $U_{б\,max}$ и их количество $U_{б\,max}$;

2) математическое ожидание уровня боковых выбросов

$$m(U_б) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} U_{б_i}; \qquad (13)$$

3) математическое ожидание модулей уровня боковых выбросов $m(|U_б|)$;

$$m(|U_б|) = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} |U_{б_i}|; \qquad (14)$$

4) среднеквадратичное отклонение уровня боковых выбросов

$$D_{U_б}^{1/2} = \sqrt{\frac{1}{N-1}\sum_{i-1}^{N}(U_{бi} - m(U_б))^2}; \qquad (15)$$

5) среднеквадратичное отклонение модулей уровня боковых выбросов

$$D_{|U_б|}^{1/2} = \sqrt{\frac{1}{N-1}\sum_{i-1}^{N}(|U_{бi}| - m(|U_б|))^2}. \qquad (16)$$

В непрерывном режиме работы нормированная автокорреляционная функция ХДС имеет основной выброс, равный единице, и боковые выбросы, $R_\mu(\tau) = \{2,-2\}$ для сигналов вида $L = 4x+2$ и $R_\mu(\tau) = \{0,-4\}$ для сигналов вида $L = 4x$. На рис. 1 в качестве примера приведен вид ПАКФ ХДС длительностью $L = 256$ символов. С ростом L ПФАК таких сигналов приближается к идеальной, когда боковые выбросы по сравнению с основным становятся пренебрежимо малыми.

Нормированная апериодическая функция автокорреляции ХДС длительностью L будет иметь наибольшие боковые выбросы, равные примерно $1/\sqrt{L}$. На рис. 2 в качестве примера приведен вид ААКФ ХДС длительностью $L = 256$ символов.

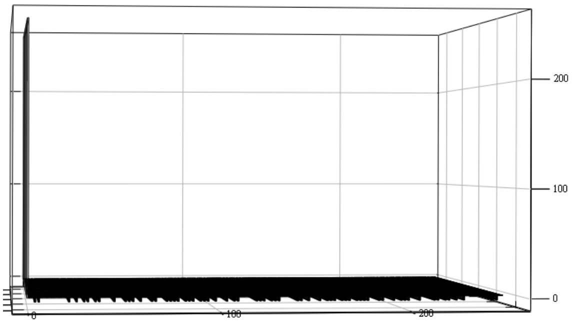

Рис. 1. ПАКФ ХДС при $L = 256$

Значения ненормированного максимального бокового выброса, равное $\sqrt{L}$, вытекает из псевдослучайного характера последовательности, в которой содержится одинаковое число элементов +1 и – 1. Так как боковой выброс автокорреляционной функции является суммой произведений разнополярных элементов (1 и – 1), то математическое ожидание бокового выброса за время длительности последовательности рано нулю, а дисперсия равна $\sqrt{L}$.

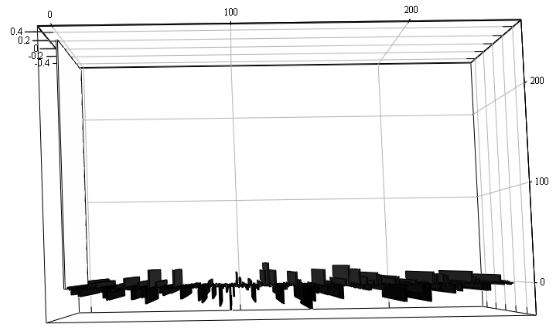

Рис. 2. ААКФ ХДС при $L = 256$

По виду ФВК можно судить о степени ортогональности сигналов. ХДС, так же как и ЛРПМ, не являются ортогональными сигналами, поэтому можно говорить лишь о квазиортогональности при длительностях последовательностей, при которых уже обеспечивается необходимое отношение боковых выбросов ФВК к основному выбросу ФАК. Именно этим отношением характеризуется степень ортогональности анализируемых сигналов. На рис. 3,4 приведен вид ПВКФ и АВКФ ХДС с периодом $L = 256$.

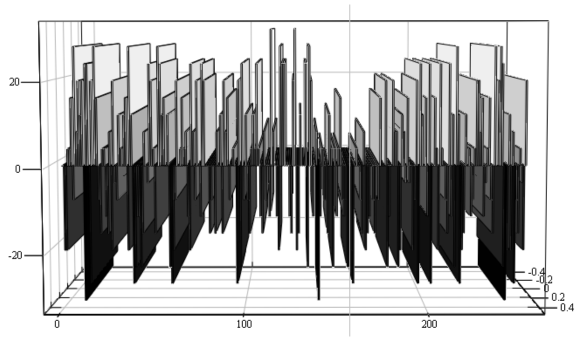

Рис. 3. ПВКФ ХДС при $L = 256$

В табл. 3, 4 приведены результаты расчета статистических характеристик ПВКФ, АВКФ и ААКФ для ХДС различной длительности.

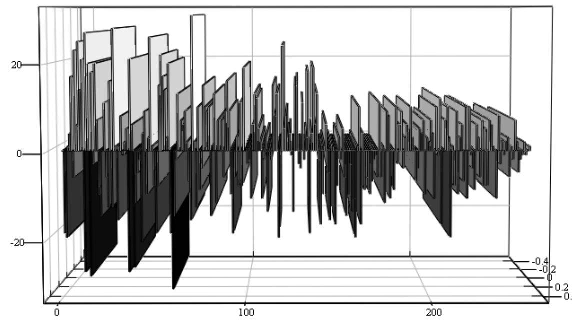

Рис. 4. АВКФ ХДС при $L = 256$

Таблица 3

Статистические характеристики ПФВК

Вид функции корреляции	L	$m_u/\sqrt{L}$	$D^{1/2}_{\lvert u\rvert}/\sqrt{L}$	$m_{u_m}/\sqrt{L}$	$m_{\lvert u_m\rvert}/\sqrt{L}$
ПФВК	52	0	0,53	1,38	0,78
	100	0,2	0,54	1,61	0,84
	502	0,09	0,68	2,58	0,88
	4000	0,01	0,98	2,59	0,96

Таблица 4

Статистические характеристики АФАК,АФВК

Вид функции корреляции	L	$m_u/\sqrt{L}$	$m_{\lvert u_m\rvert}/\sqrt{L}$	$D_u^{1/2}/\sqrt{L}$	$D^{1/2}_{\lvert u\rvert}/\sqrt{L}$
АФАК	52	2,33	0,4	0,51	0,39
	88	2,63	0,47	0,50	0,38
	256	2,82	0,46	0,46	0,36
АФВК	52	1,96	0,66	0,81	0,53
	88	1,98	0,66	0,80	0,56
	256	2,71	0,63	0,77	0,51

В табл. 5 приведены обобщенные статистические характеристики различных корреляционных функций наиболее широко применяемых дискретных последовательностей ЛРПМ, случайных последовательностей (СП), а также ХДС.

Таблица 5

Статистические характеристики корреляционных функций ДП

Тип сигналов	Характеристики	$\frac{u_{max}}{\sqrt{L}}$	$\frac{m_{\lvert u\rvert}}{\sqrt{L}}$	$\frac{D^{1/2}_{\lvert u\rvert}}{\sqrt{L}}$	$\frac{D^{1/2}_{(u)}}{\sqrt{L}}$
ХДС	АФАК	1,0	0,5	0,4	0,5
	ПФАК	0,2	0,2	0,1	0,2
	МИФАК	2,6	0,6	0,5	0,8
	АФВК	2,1	1,0	0,8	1,0
	ПФВК	2,3	1,0	0,8	1,2
	СФВК	2,3	0,9	0,7	1,1
ЛРПМ	АФАК	0,7...1,25	0,32	0,26	0,41
	ПФАК	$1/\sqrt{L}$	$1/\sqrt{L}$	0	0
	МИФАК	1,3...2,3	0,66	0,49	0,82
	АФВК	1,4...5,0	0,54	0,48	0,73
	ПФВК	1,9...6,0	0,8	0,62	1,0
	СФВК	2,0...5,1	0,83	0,62	1
СП	АФАК	1,5...3,1	0,51	0,65	0,7
	ПФАК	2...4	0,83	0,68	1,0
	АФВК	2,4...4,3	0,54	0,48	0,7
	ПФВК	2,75...4,5	0,82	0,62	1

После статистической обработки многочисленных результатов расчета статистических характеристик АФАК ХДС сделан ряд выводов:

1) величина наибольших боковых выбросов при различных длительностях L может принимать значения $U_{б\max} = (1,1-1,8)\sqrt{L}$;

2) математическое ожидание модуля выбросов оценивается как $m(|U_{б\max}|) = 0,28\sqrt{L}$;

3) среднеквадратичное отклонение модуля выбросов $D(|U_{б\max}|) = 0,32\sqrt{L}$;

4) матожидание выбросов равно нулю;

5) среднеквадратичное отклонение выбросов $D(U_{б\max}) = 0,43\sqrt{L}$.

Обобщение результатов расчетов ПВКФ показало, что:

1) значения наибольших боковых выбросов $U_{б\max}$ находятся в пределах $(2,5-3,6)\sqrt{L}$;

2) количество наибольших выбросов ПВКФ $U_{б\max}$ может быть большим, но при этом не превышает $2\sqrt{L}$;

3) математическое ожидание модуля выбросов оценивается как $m(|U_{б\max}|) = 0,81\sqrt{L}$;

4) среднеквадратичное отклонение модуля выбросов $D(|U_{б\max}|) = 0,61\sqrt{L}$;

5) матожидание выбросов равно нулю;

6) СКО равно $D(U_{б\max}) = 1,01\sqrt{L}$.

Приведенные результаты исследований статистических характеристик корреляционных функций ХДС практически совпадают со статистическими характеристиками соответствующих корреляционных функций ЛРПТ. В то же время статистические характеристики ХДС лучше, чем соответствующие характеристики случайных последовательностей.

Выводы

Анализ результатов исследований, приведенных в статье, указывают на возможность применения сигналов с нелинейными правилами (законами) построения в телекоммуникационных системах и сетях. Использование характеристических дискретных последовательностей в качестве манипулирующих последовательностей для формирования сложных широкополосных сигналов позволит разрешить противоречие между разрешающей способностью и дальностью действия систем, повысить их помехоустойчивость, скрытность и электромагнитную совместимость, повысить эффективность использования радиодиапазона за счет кодового разделения каналов.

Список литературы

1. Ipatov Valery P. Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications / Valery P. Ipatov. University of Turku, Finland and St. Petersburg Electrotechnical University 'LETI', Russia. - John Wiley & Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England, 2005. – 385 p.

2. Сарвате Д. Взаимно-корреляционные свойства псевдослучайных и родственных последовательностей / Д. Сарвате, М. Персли // ТИИЭР. – 1980. – Т.68, № 5. – С. 59-90.

3. Горбенко И.Д. Синтез систем сигналов с заданными корреляционными свойствами, законами формирования, структурными и ансамблевыми свойствами / И.Д. Горбенко, А.А. Замула // Прикладная радиоэлектроника. – Х., 2012. – том 2. – С. 293-298.

4. Свердлик М.Б. Оптимальные дискретные сигналы / М.Б. Свердлик. – М.: Наука, 1975. – 200 с.

5. Сидельников В.М. О взаимной корреляции последовательностей / В.М. Сидельников // Доклад АН СССР, 1971. – Т.196, №3. – С. 531-534.

6. Welch L.R. Lower bounds on the maximum cross correlation of signals / L.R. Welch // IEEE Trans. Inform. Theory. 1974. – Vol. IT-20. – P.397-399.

7. Замула А.А. Предложения по построению широкополосных систем передачи со сложными сигналами / А.А. Замула // Радиотехника: Всеукраинский Научно-технический сборник. – 2012. – №171, вып. 4. – С. 177-185.

Поступила в редколлегию 27.01.2015

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.А. Краснобаев, Полтавский национальный технический университет им. Юрия Кондратюка, Полтава.

ПЕРСПЕКТИВИ ЗАСТОСУВАННЯ НЕЛІНІЙНИХ ДИСКРЕТНИХ СИГНАЛІВ В СУЧАСНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ І МЕРЕЖАХ

О.А. Замула, Є.О. Семенко

Наводяться критерії відбору дискретних послідовностей (ДП) для використання в якості маніпулюючих для формування складних широкосмугових сигналів. Обговорюються результати досліджень ансамблевих, кореляційних, технологічних властивостей різних класів ДП та даються оцінки відповідності класів ДП, що аналізуються, відомим критеріям. Розглядається можливість використання різних класів ДП в додатках систем з розподіленим спектром.

Ключові слова: *ізоморфізм, кореляційна функція, критерій, об'єм системи сигналів, статистичні характеристики.*

PROSPECTS OF APPLICATION OF NONLINEAR DISCRETE SIGNALS IN MODERN TELECOMMUNICATIONS SYSTEMS AND NETWORKS

O.A. Zamula, Y.O. Semenko

The criteria of digital string (DG) selection for manipulating application for formation of complex broadband signals are presented. The results of research dealing with assembly, correlation, technological features of different DG classes are discussed and estimates of the correspondence of DG classes under investigation to known criteria are given. The possibility to use different DG classes in applications of systems with distributed spectrum is considered.

Keywords: *correlation function, criterion, isomorphism, signal system scope, statistical characteristics.*