

УДК 621.391

С.Н. Кропачев, магістр, Одес. нац. политехн. ун-т

СИСТЕМЫ ДИСКРЕТНЫХ СОСТАВНЫХ ЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ МИНИМАКСНЫХ И СИМПЛЕКСНЫХ КОДОВ

С.М. Кропачев. Системы дискретных составных частотных сигналов на основе минимаксных та симплексних кодів. Запропоновано регулярні правила побудови систем ДСЧ сигналів на основі відомих систем дискретних частотних сигналів та бінарних фазоманіпульованих сигналів з добрими кореляційними властивостями. Проведено моделювання, дослідження структурних та кореляційних властивостей запропонованих систем та встановлено їх практичну привабливість.

С.Н. Кропачев. Системы дискретных составных частотных сигналов на основе минимаксных и симплексных кодов. Предложены регулярные правила построения систем ДСЧ сигналов на основе известных систем дискретных частотных сигналов и бинарных фазоманипулированных сигналов с хорошими корреляционными свойствами. Проведено моделирование, исследование структурных и корреляционных свойств предложенных систем и установлена их практическая привлекательность.

S.N. Kropachev. Systems of discrete composite frequency-shift keyed signals on the basis of minimax and simplex codes. Regular rules of constructing systems of discrete composite frequency-shift keyed signals on the basis of the known systems of discrete frequency-shift keyed signals, and binary phase-shift keyed signals with good correlative properties, are offered. Both the modelling and research of structural and correlative properties of the offered systems is carried out and their practical attractiveness is established.

В последнее время широкое распространение получили асинхронные адресные системы связи (ААСС) на базе технологии множественного доступа с кодовым разделением сигналов (Code Division Multiple Access CDMA) [1], где каждому абоненту присвоен свой сигнал — его адрес. Сигналы, принадлежащие другим абонентам, являются взаимной помехой. Поэтому используемая система сигналов должна обладать приемлемыми авто- и взаимокорреляционными свойствами. Типична ситуация, когда абоненты находятся в зоне действия различного типа помех, для нейтрализации деструктивного эффекта которых необходимы специальные средства. При действии сосредоточенных по спектру помех отношение сигнал/помеха на выходе приемника [1...3]

$$h^2 = B\rho^2, \quad (1)$$

где ρ^2 — отношение сигнал/помеха на входе приемника;

$B = FT$ — база используемых сигналов;

F — ширина спектра сигнала;

T — длительность сигнала.

Важным параметром при выборе ААСС является степень защиты данных, т.е. применение сигналов с защищенной структурой. Известно, что степень защиты определяется числом равновероятных ключей, которые криптоаналитик должен перепробовать, [1]

$$W = Q^B, \quad (2)$$

где Q — алфавит сигналов.

Из анализа (1), (2) следует, что для повышения помехоустойчивости и защиты данных необходимо использовать сигналы с большими базами B — шумоподобные сигналы (ШПС).

В ААСС нашли применение несколько видов ШПС: бинарные фазоманипулированные сигналы (БФМ сигналы) и дискретные частотные сигналы (ДЧ сигналы) [1...3]. База БФМ сигналов $B_{\text{БФМ}} = n$, где n — длина сигнала. Поэтому увеличение базы БФМ сигнала ведет к увеличению длины сигнала n , и, соответственно, к увеличению сложности устройства обработки сигналов. ДЧ сигнал первого порядка представляет собой последовательность N ортогональных радиоимпульсов, частоты которых изменяются по заданному закону и не повторяются. База ДЧ сигналов $B_{\text{ДЧ}} = M^2$, где $M = N$, N — число различных частот. Поэтому увеличение базы ДЧ сигналов ведет к увеличению числа частотных каналов обработки, и, соответственно, к усложнению устройств формирования и обработки сигналов.

Наиболее перспективными для ААСС являются дискретные составные частотные сигналы (ДСЧ сигналы) — ДЧ сигналы, у которых каждый импульс (частотный элемент) заменен БФМ сигналом. База ДСЧ сигнала

$$B_{\text{ДСЧ}} = nN^2 = LN, \quad (3)$$

где $L = nN$ — длина ДСЧ сигнала.

Из выражения (3) следует, что при одинаковом числе частотных каналов обработки, т.е. при $M = N$, база ДСЧ сигналов в n раз больше базы ДЧ сигналов, поэтому в ААСС целесообразно использовать ДСЧ сигналы. Однако, регулярные правила построения систем таких сигналов с хорошими апериодическими корреляционными свойствами [2], например, для решения задач радиолокации [4], неизвестны.

Предлагаются разработанные регулярные правила построения систем ДСЧ сигналов на основе минимаксных и симплексных кодов с хорошими апериодическими корреляционными свойствами.

Пусть существует некоторая система ДЧ сигналов — S -система

$$S = \{s_{0,j}, s_{1,j}, \dots, s_{\mu,j}, \dots, s_{J_s-1,j}\}, \quad \mu = \overline{0, J_s - 1}, \quad j = \overline{1, N},$$

где J_s — объем системы.

Выбирая производящую систему БФМ кодов — P -систему вида

$$P = \{p_{0,j}, p_{1,j}, \dots, p_{i,j}, \dots, p_{J_p-1,j}\}, \quad p_{i,j} \in \{\pm 1\}, \quad i = \overline{0, J_p - 1}, \quad j = \overline{1, H},$$

где J_p — объем системы;

$H = N$ — длина каждого кодового слова,

можно построить J_s различных систем ДСЧ сигналов по следующему правилу.

Правило 1 (П1). Система ДСЧ сигналов — парциальная V_μ -система строится путем замещения каждого частотного элемента $s_{\mu,j} \in S$ ДЧ сигнала одним и тем же шумоподобным БФМ сигналом q длины n на частоте $s_{\mu,j}$, умноженным на элемент $p_{i,j}$ P -системы, т.е.

$$V_\mu = \{V_\mu^i\} = \{s_{\mu,j} \odot (p_{i,j}q)\}, \quad j = \overline{1, N}, i = \overline{0, J_p - 1}, \mu = \overline{0, J_s - 1}, \quad (4)$$

где \odot — оператор замещения каждого частотного элемента $s_{\mu,j}$ БФМ сигналом q .

Объем такой системы определяется объемом P -системы, т.е.

$$J_{V_\mu} = J_P. \quad (5)$$

Из П1 и свойств апериодической автокорреляционной функции (ААКФ) ДЧ сигналов [2, 3] следует, что ААКФ ДСЧ сигналов

$$R_{V_\mu, \text{ААКФ}}(\tau) = \begin{cases} NR_{q, \text{ААКФ}}(\tau), & \tau = \overline{-(n-1), (n-1)}, \\ 0, & |\tau| = n, L-1, \end{cases} \quad (6)$$

где $R_{q, \text{ААКФ}}(\tau)$ — ААКФ БФМ сигнала q .

Тогда нормированная ААКФ каждого ДСЧ сигнала V_μ -системы

$$\rho_{V_\mu, \text{ААКФ}}(\tau) = \begin{cases} \rho_{q, \text{ААКФ}}(\tau), & \tau = \overline{-(n-1), (n-1)}, \\ 0, & |\tau| = n, L-1, \end{cases} \quad (7)$$

где $\rho_{q, \text{ААКФ}}(\tau)$ — нормированная ААКФ БФМ сигнала q .

Апериодическая взаимокорреляционная функция (АВКФ) V_μ -системы между любыми двумя ДСЧ сигналами V_μ^{i1} и V_μ^{i2} будет определяться соотношением

$$R_{(V_\mu^{i1}, V_\mu^{i2}), \text{АВКФ}}(\tau) = \begin{cases} R_P^{(i1, i2)} R_{q, \text{ААКФ}}(\tau), & \tau = \overline{-(n-1), (n-1)}, \\ 0, & |\tau| = n, L-1, \end{cases} \quad (8)$$

где $R_P^{(i1, i2)} = \sum_{v=1}^N p_{i1, v} p_{i2, v}$ — корреляционная функция двух последовательностей p_{i1} и p_{i2}

P -системы, на основе которой построены ДСЧ сигналы V_μ^{i1} и V_μ^{i2} .

Из соотношений (6)...(8) следуют критерии построения минимаксных парциальных V_μ -систем:

— в качестве P -систем следует выбирать системы с минимальным уровнем боковых лепестков корреляционной функции, например, симплексные коды, ортогональные коды Уолша и на основе СДР [1...3];

— в качестве БФМ сигнала q следует выбирать минимаксные БФМ сигналы по критерию минимума ААКФ, например, сигналы Баркера, минимаксные сигналы на основе М-последовательности и др. [5].

Так, например, пусть кодирующая последовательность ДЧ сигнала при $\mu=0$ имеет вид $s_0 = \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6\}$, а в качестве БФМ сигнала q выбран сигнал Баркера $q = \{+++--+-\}$ длины $n=7$. P -система является симплексным кодом на основе М-последовательности длины $H=N=7$ и

$$P = \|p_{i,j}\| = \begin{bmatrix} - & + & + & - & + & - & - \\ + & + & - & + & - & - & - \\ + & - & + & - & - & - & + \\ - & + & - & - & - & + & + \\ + & - & - & - & + & + & - \\ - & - & - & + & + & - & + \\ - & - & + & + & - & + & - \end{bmatrix}.$$

Тогда, V_0 -система, построенная по П1 (4), имеет вид

$$V_0 = \left\| \begin{array}{l} V_0^1 = [0 \odot (-q), 1 \odot (+q), 2 \odot (+q), 3 \odot (-q), 4 \odot (+q), 5 \odot (-q), 6 \odot (-q)] \\ V_0^2 = [0 \odot (+q), 1 \odot (+q), 2 \odot (-q), 3 \odot (+q), 4 \odot (-q), 5 \odot (-q), 6 \odot (-q)] \\ V_0^3 = [0 \odot (+q), 1 \odot (-q), 2 \odot (+q), 3 \odot (-q), 4 \odot (-q), 5 \odot (-q), 6 \odot (+q)] \\ V_0^4 = [0 \odot (-q), 1 \odot (+q), 2 \odot (-q), 3 \odot (-q), 4 \odot (-q), 5 \odot (+q), 6 \odot (+q)] \\ V_0^5 = [0 \odot (+q), 1 \odot (-q), 2 \odot (-q), 3 \odot (-q), 4 \odot (+q), 5 \odot (+q), 6 \odot (-q)] \\ V_0^6 = [0 \odot (-q), 1 \odot (-q), 2 \odot (-q), 3 \odot (+q), 4 \odot (+q), 5 \odot (-q), 6 \odot (+q)] \\ V_0^7 = [0 \odot (-q), 1 \odot (-q), 2 \odot (+q), 3 \odot (+q), 4 \odot (-q), 5 \odot (+q), 6 \odot (-q)] \end{array} \right\|.$$

Объем V_0 -системы $J_{V_0} = J_P = 7$, база $B_{V_0} = 343$, при этом база ДЧ сигнала s_0 — $B_{s_0} = 49$, а БФМ сигнала q — $B_q = 7$. Приведены нормированные ААКФ ДСЧ сигнала V_0^1 и АВКФ ДСЧ сигналов V_0^1 и V_0^2 (рис. 1, а и б, соответственно),

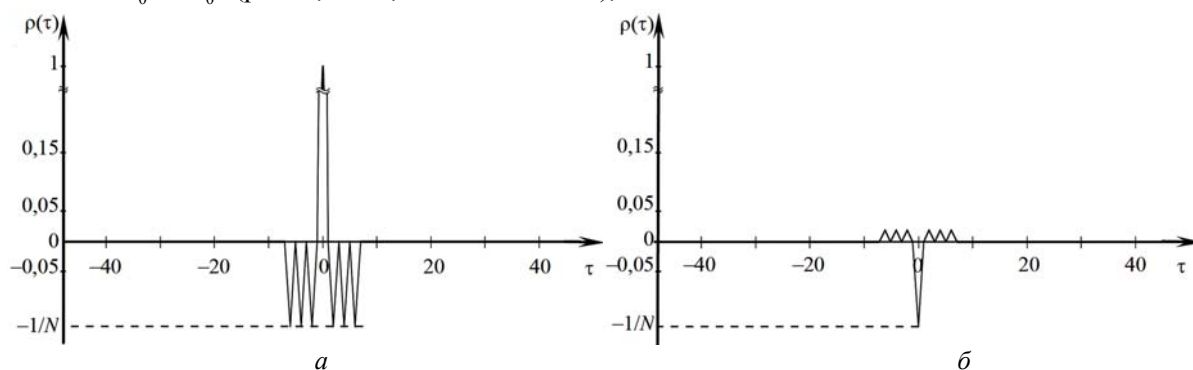


Рис. 1. Нормированная ААКФ ДСЧ сигнала V_0^1 (а) и АВКФ ДСЧ сигналов V_0^1 и V_0^2 (б), при $N = 7$

Из анализа графиков и выражений (6)...(8) следует, что предложенные V_μ -системы обладают большими локально-оптимальными областями [4] с нулевым значением уровней боковых лепестков нормированных ААКФ и АВКФ, т.к. все боковые лепестки ААКФ и АВКФ сосредоточены в области $\tau = \overline{-(n-1), (n-1)}$. Максимальный уровень боковых лепестков нормированной ААКФ полностью определяется выбранным БФМ сигналом q и равен $|\rho_{\mu, \max, \text{ААКФ}}| = \frac{1}{N}$. Важным свойством АВКФ V_μ -системы является то, что ее максимальный уровень боковых лепестков будет в момент $\tau = 0$, а его значение и знак определяются корреляционными свойствами выбранной P -системы. Поскольку в качестве P -системы выбраны симплексные коды с $R_{P, \max} = -1$, то максимальный уровень боковых лепестков нормированной АВКФ равен $|\rho_{V_\mu, \max, \text{АВКФ}}| = \frac{1}{N}$. Следует отметить, что ААКФ и АВКФ V_μ -системы не зависят от структуры кодирующей последовательности ДЧ сигнала s_μ , на основе которого она строится.

Однако V_μ -системы обладают малым объемом по сравнению с базой ДСЧ сигнала, т.е. $J_{V_\mu} \ll B_{V_\mu}$. Поэтому для увеличения объема J_V системы ДСЧ сигналов предлагается следующее правило.

Правило 2 (П2). Система ДСЧ сигналов — V -система строится путем объединения всех парциальных V_μ -систем ДСЧ сигналов (4) для всех $\mu = \overline{0, J_S - 1}$, т.е.

$$V = \bigcup_{\mu=0}^{J_S-1} V_\mu, \quad (9)$$

где \bigcup — знак объединения парциальных V_μ -систем ДСЧ сигналов (4).

В соответствии с П2 объем V -системы

$$J_V = J_S J_P. \quad (10)$$

ААКФ каждого ДСЧ сигнала V -системы определяется соотношениями (6)...(7). АВКФ между любой парой ДСЧ сигналов $V_{\mu_1}^{i1}$ и $V_{\mu_2}^{i2}$ при $\mu_1 = \mu_2$ определяется соотношением (8), а при $\mu_1 \neq \mu_2$

$$R_{(V_{\mu_1}^{i1}, V_{\mu_2}^{i2}), \text{ABKФ}}(\tau) \leq R_{S_{\text{max}}} n, \quad \tau = \overline{-(L-1), (L-1)}, \mu_1 \neq \mu_2, \tag{11}$$

где $R_{S_{\text{max}}}$ — максимальный уровень боковых лепестков АВКФ S -системы ДЧ сигналов.

Поэтому, с учетом (8) и (11), АВКФ V -системы

$$R_{V, \text{ABKФ}}(\tau) \leq \begin{cases} R_{S_{\text{max}}} n, & \tau = \overline{-(L-1), (L-1)}, \text{ если } \mu_1 \neq \mu_2, \\ R_{P_{\text{max}}} n, & \tau = \overline{-(n-1), (n-1)}, \text{ если } \mu_1 = \mu_2, \\ 0, & |\tau| = \overline{n, L-1}, \text{ если } \mu_1 = \mu_2. \end{cases} \tag{12}$$

Нормированная АВКФ V -системы

$$\rho_{V, \text{ABKФ}}(\tau) \leq \begin{cases} \rho_{S_{\text{max}}}, & \tau = \overline{-(L-1), (L-1)}, \text{ если } \mu_1 \neq \mu_2, \\ \rho_{P_{\text{max}}}, & \tau = \overline{-(n-1), (n-1)}, \text{ если } \mu_1 = \mu_2, \\ 0, & |\tau| = \overline{n, L-1}, \text{ если } \mu_1 = \mu_2, \end{cases} \tag{13}$$

где $\rho_{S_{\text{max}}} = \frac{R_{S_{\text{max}}}}{N}$ — максимальный уровень бокового лепестка нормированной АВКФ S -системы ДЧ сигналов;

$\rho_{P_{\text{max}}} = \frac{R_{P_{\text{max}}}}{N}$ — максимальный уровень бокового лепестка нормированной АВКФ P -системы.

Из анализа АВКФ V -системы (12), (13) следуют дополнительные критерии выбора S -систем ДЧ сигналов и P -систем БФМ сигналов для построения V -систем ДСЧ сигналов с хорошими корреляционными свойствами:

— в качестве S -систем следует выбирать системы с малым уровнем боковых лепестков АВКФ, например, оптимальные системы ДЧ сигналов над простым и расширенными полями Галуа, минимаксные композиционные системы ДЧ сигналов над простыми и расширенными полями Галуа [2, 6...8].

— в качестве производящих P -систем следует выбирать системы, у которых $\rho_{P_{\text{max}}} \leq \rho_{S_{\text{max}}}$, в таком случае АВКФ V -систем будут не хуже АВКФ S -систем.

Приведен график нормированной АВКФ двух ДСЧ сигналов V_0^1 и V_1^2 принадлежащих V -системе, для оптимальной, если S -системы ДЧ сигналов (рис. 2), построенной по методу собственной децимации [6], в виде

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 \\ 0 & 2 & 4 & 6 & 1 & 3 & 5 \\ 0 & 3 & 6 & 2 & 5 & 1 & 4 \\ 0 & 4 & 1 & 5 & 2 & 6 & 3 \\ 0 & 5 & 3 & 1 & 6 & 4 & 2 \\ 0 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 & 1 \end{bmatrix}.$$

При этом P -система — симплексный код длины $H = N = 7$, а БФМ сигнал q — сигнал Баркера длины $n = 7$.

Характер появления боковых лепестков полностью определяется структурой АВКФ ДЧ сигналов s_{μ_1} и s_{μ_2} , на основе которых построены ДСЧ сигналы $V_{\mu_1}^{i1}$ и $V_{\mu_2}^{i2}$, время их появления τ кратно длине n , а знак определяется произведением элементов сигналов $p_{i1, j1}$ и $p_{i2, j2}$, находящихся на совпадающих частотах $S_{\mu_1, j1}$

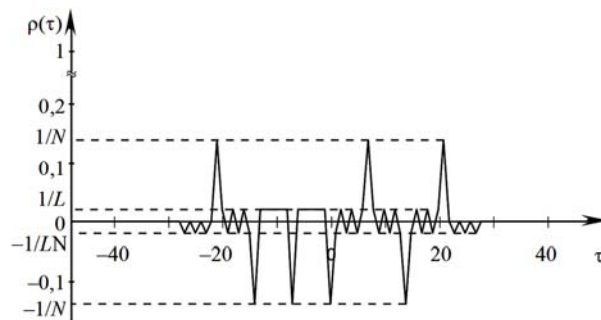


Рис. 2. Нормированная АВКФ двух ДСЧ сигналов V_0^1 и V_1^2 принадлежащих V -системе, при $N = 7$, $L = 49$

и S_{μ_2, j_2} , принадлежащих P -системе. В структуру АВКФ произвольных двух ДСЧ сигналов $V_{\mu_1}^{i1}$ и $V_{\mu_2}^{i2}$ входят как ААКФ, так и периодические автокорреляционные свойства (ПАКФ) БФМ сигнала q . АВКФ произвольных двух ДСЧ сигналов обладают локально-квазиоптимальными областями [4] со значением нормированной АВКФ $\rho_{V, \text{АВКФ}}(\tau) = \frac{\pm 1}{L}$ (см. рисунок 2).

Если на вход приемника поступает аддитивный белый гауссовый шум, то помехоустойчивость любой системы сигналов характеризуется эквивалентной вероятностью ошибки на бит при оптимальном различении J сигналов, не зависящей от базы сигналов [2],

$$p_{\text{эКВ}} = 1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} [0,5 + \Phi(y + \sqrt{2(1 - \rho_{\text{max}}) \log_2 J h_2})]^{J-1} e^{-y^2/2} dy, \quad (14)$$

где $\rho_{\text{max}} = R_{\text{АВКФ max}} / L$ — максимальный относительный лепесток корреляционной функции между всеми парами сигналов рассматриваемой системы;

J — объем рассматриваемой системы;

$\Phi(x)$ — табулированная функция (интеграл) Лапласа;

h_2 — отношение сигнал/шум, приходящееся на одну двоичную единицу информации — бит.

Каждую систему сигналов следует характеризовать коэффициентом помехоустойчивости

$$K_{\Pi} = \sqrt{(1 - \rho_{\text{max}}) \log_2 J}, \quad (15)$$

который не зависит от h_2 .

Из анализа выражения (14) следует, что чем больше значение коэффициента помехоустойчивости K_{Π} , тем меньше вероятность ошибки $p_{\text{эКВ}}$ в приеме одного бита информации, т.е. тем выше помехоустойчивость системы связи. Следовательно, параметр K_{Π} всегда желательно максимизировать.

С помощью ЭВМ промоделированы V_{μ} -системы и V -системы ДСЧ сигналов для S -систем ДЧ сигналов — оптимальных (ОДЧ) [6], и композиционных (КДЧ) над простыми полями Галуа [2], при этом P -системы — симплексные коды объема $J_p = N$, а БФМ сигнал q — сигналы Баркера длины n , и найдены параметры минимаксных систем (см. таблицу).

Параметры минимаксных V_{μ} -систем, V -систем ДСЧ сигналов и S -систем ДЧ сигналов

N	n	S -системы			V_{μ} -системы			V -системы			Тип S -системы	
		B_S	$\rho_{S \text{ min max}}$	$K_{\Pi S}$	$B_{V_{\mu}}$	$\rho_{V_{\mu} \text{ min max}}$	$K_{\Pi V_{\mu}}$	B_V	$\rho_{V \text{ min max}}$	$K_{\Pi V}$		
7	7	49	0,143	1,489	343	0,143	1,551	343	0,143	2,150	ОДЧ	
	11				539			539				
	13				637			637				
	7		0,429	1,755	343			343	0,429	2,164		КДЧ
	11				539			539				
	13				637			637				
11	7	121	0,091	1,738	847	0,091	1,773	847	0,091	2,483	ОДЧ	
	11				1331			1331				
	13				1573			1573				
	7		0,273	2,221	847			847	0,273	2,729		КДЧ
	11				1331			1331				
	13				1573			1573				
13	7	169	0,077	1,819	1183	0,077	1,848	1183	0,077	2,593	ОДЧ	
	11				1859			1859				
	13				2197			2197				
	7		0,231	2,367	1183			1183	0,231	2,907		КДЧ
	11				1859			1859				
	13				2197			2197				

В предложенных V -системах по сравнению с ОДЧ и КДЧ S -системами, при том же числе частотных каналов обработки M коэффициент помехоустойчивости K_{Π} на 10...15 % большей. Увеличение базы ДСЧ сигналов V_{μ} -систем и V -систем — $B_{V_{\mu}}$ и B_V в n раз позволяет повысить помехоустойчивость ААСС при воздействии мощных узкополосных помех. ДСЧ сигналы этих систем обладают больше защищенной структурой по сравнению с ДЧ сигналами, что позволяет повысить защиту данных в ААСС. Так, например, количество ключей, необходимых для криптоанализа ДСЧ сигналов V -системы с числом частотных каналов $M = N = 11$ и длиной q последовательности $n = 7$, $W_V = (2N)^B = (22)^{847} \approx 10^{1137}$, что существенно больше, чем для криптоанализа ДЧ сигналов S -системы с тем же числом частотных каналов M , для которой $W_S = N^B = 11^{121} \approx 10^{126}$, т.е. $W_V \gg W_S$. Следовательно, предложенные системы ДСЧ сигналов могут найти применение в ААСС.

Основные выводы по результатам проведенных исследований:

- предложены регулярные правила построения систем ДСЧ сигналов с хорошими корреляционными свойствами на базе известных систем ДЧ сигналов и БФМ сигналов;
- представлены аналитические оценки корреляционных свойств, позволяющие оценить параметры V_{μ} -систем и V -систем на этапе выбора S -систем, P -систем и БФМ сигнала q , что позволит существенно сократить время проектирования системы связи;
- установлено, что АВКФ и ААКФ предложенных систем ДСЧ сигналов обладают зонами с локально-оптимальными и локально-квазиоптимальными корреляционными свойствами, которые имеют важное значение для решения задач радиолокации, например, при создании радиолокационных комплексов;
- показано, что коэффициент помехоустойчивости V -систем превышает коэффициент помехоустойчивости известных оптимальных и композиционных систем ДЧ сигналов на 10...25 %, следовательно, предложенные системы ДСЧ сигналов могут найти применение в асинхронных адресных системах связи, а также в системах радиолокации и радионавигации.

Литература

1. Ипатов, В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения /В.П. Ипатов. — М.: Техносфера, 2007. — 488 с.
2. Мазурков, М.И. Системы широкополосной радиосвязи: учеб. пособие для вузов /М.И. Мазурков. — Одесса.: Наука и техника, 2009. — 340 с.
3. Варакин, Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами /Л.Е. Варакин. — М.: Радио и связь, 1985. — 384 с.
4. Мицельмагер, Э.Е. Локально-оптимальные фазоманипулированные сигналы /Э.Е. Мицельмагер // Радиотехника и электроника. — 1986. — Т. 31, № 1. — С. 78 — 87.
5. Свердлик, М.Б. Оптимальные дискретные сигналы /М.Б. Свердлик. — М.: Сов. радио, 1975. — 200 с.
6. Мазурков, М.И. Регулярное правило построения полных классов оптимальных систем ДЧ-сигналов на основе метода децимации /М.И. Мазурков, В.С. Дмитренко // Изв. вузов. Радиоэлектроника. — 2005. — № 2. — С. 49 — 54.
7. Мазурков, М.И. Правила построения полных классов оптимальных и квазиоптимальных систем ДЧ-сигналов над изоморфными полями Галуа /М.И. Мазурков, С.Н. Кропачев // Изв. вузов. Радиоэлектроника. — 2007. — № 10. — С. 66 — 71.
8. Мазурков, М.И. Композиционные циклические по частоте системы дискретных частотных сигналов над изоморфными полями Галуа /М.И. Мазурков, В.С. Дмитренко, С.Н. Кропачев // Тр. Одес. политехн. ун-та. — Одесса, 2007. — Вып 1(27). — С. 163 — 167.

Рецензент д-р техн. наук, проф. Одес. нац. политехн. ун-та Баранов П.Е.

Поступила в редакцию 14 декабря 2010 г.