Космічна наука і технологія. 1996. Т. 2. № 5-6. С. 69—73.

УДК 621.396.253

Алгоритм синтеза и свойства ортогональных систем сигналов

Ю. В. Стасев, Н. В. Пастухов

Харківський військовий університет

Надійшла до редакції 14.03.96

Розглядаються шляхи розв'язку проблеми забезпечення потрібної якості передавання інформації в космічних системах зв'язку та керування на основі використання похідних ортогональних систем сигналів. Розробляється алгоритм синтезу досліджуються властивості похідних ортогональних систем сигналів.

Решение проблемы обеспечения требуемого качества передачи информации в космических системах связи и управления связывают с сигналами, обладающими требуемыми корреляционными, ансамблевыми и структурными свойствами. Среди известных систем сигналов, которые уже нашли применение значительный интерес представляют ортогональные дискретные сигналы. Интерес разработчиков космических систем связи и управления к ортогональным системам сигналов объясняется тем, что их использование позволяет уменьшить вероятность ошибки в системе связи и управления, повысить их пропускную способность. Среди ортогональных сигналов особое внимание заслуживают производные ортогональные системы сигналов (ПОСС), обладающие хорошими корреляционными, ансамблевыми и структурными свойствами. Однако к настоящему времени разработаны алгоритмы построения и исследованы только производные системы сигналов с числом элементов $L = 2^r$, где r = 2, 3, 4, ... В то же время ортогональные сигналы существуют практически для любых значений $L \equiv 0 (\mathrm{mod}\ 4)$ (Горбенко, 1989). Процедура синтеза производной ортогональной системы сигналов заключается в умножении элементов задающей ортогональной матрицы **H** на сигнал **W**

$$|\mathbf{G}| = \begin{vmatrix} h_{11}w_1 & h_{12}w_2 & \dots & h_{1l}w_l \\ h_{21}w_1 & h_{22}w_2 & \dots & h_{2l}w_l \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{l1}w_1 & h_{l2}w_2 & \dots & h_{ll}w_l \end{vmatrix}, \qquad (1)$$

где h_{ij} — элементы задающего ортогонального сигнала из ансамбля **H**; w_j — элемент производящего сигнала; $h_{ij} \in \{-1; 1\}$, $w_j \in \{-1; 1\}$. Такой алгоритм построения сигналов позволяет получить большое число ансамблей ПОСС, обладающих псевдослучайной структурой и хорошими корреляционными свойствами. Определим условия существования и свойства производных ортогональных систем сигналов.

Лемма 1. Производные ортогональные системы сигналов существуют для длительностей $L \equiv 0 (\mathrm{mod}\ 4)$.

Доказательство. Пусть $\{g_i\}$ — производный ортогональный сигнал, который получен по правилу (1) и $g_{ij} = h_{ij}w_j$, где i — номер задающего сигнала, j — номер элементов в задающем и производящем сигналах. Тогда

$$\sum_{j=1}^{L} (g_{1j} + g_{2j})(g_{1j} + g_{3j}) =$$

$$= \sum_{j=1}^{L} (h_{1j}w_j + h_{2j}w_j)(h_{1j}w_j + h_{3j}w_j) =$$

$$= \sum_{j=1}^{L} w_j^2(h_{1j} + h_{2j})(h_{1j} + h_{3j}) =$$

$$= \sum_{j=1}^{L} w_j^2 h_{1j}^2 + \sum_{j=1}^{L} w_j^2 h_{1j}h_{3j} + \sum_{j=1}^{L} w_j^2 h_{2j}h_{3j} + \sum_{j=1}^{L} w_j^2 h_{1j}h_{2j} = L. \qquad (2)$$

Так как w_j^2 всегда равно 1, второе, третье и четвертое слагаемые равны нулю (строки матриц Адамара ортогональны), а произведение $(h_{1j} + h_{2j}) \times (h_{1j} + h_{3j})$ равно 4 или 0, то находим, что $L = 0 \pmod 4$.

Лемма 2. Если каждый элемент ортогональной задающей системы сигналов умножить на производящий сигнал w_j, то полученная производная система сигналов ортогональна.

Доказательство.

$$\sum_{j=1}^{L} g_{1j}g_{2j} = \sum_{j=1}^{L} h_{1j}w_j h_{2j}w_j = \sum_{j=1}^{L} w_j^2 h_{1j}h_{2j} = 0. \quad (3)$$

Лемма 3. Максимальный уровень боковых лепестков ненормированной периодической функции корреляции производного ортогонального сигнала $R_{g\max}$ связан с ненормированными корреляционными функциями задающего R_h и производящего R_w сигналов соотношениями

$$R_{g\max}(k) \le R_w(k) - R_h(k) + L, \quad \text{если } R_h > R_w; \quad (4)$$

$$R_{g\max}(k) \le R_h(k) - R_w(k) + L, \quad \text{если } R_w > R_h. \quad (5)$$

Доказательство. Запишем выражение для функции корреляции двух сигналов:

$$R_g(k) = \sum_{j=1}^{L} g_j g_{j+k} = \sum_{j=1}^{L} h_j w_j h_{j+k} wj + k. \quad (6)$$

Введем обозначения $h_j h_{j+k} = A_j$ и $w_j w_{j+k} = B_j$. Тогда

$$R_g(k) = \sum_{j=1}^{L} A_j B_j. \quad (7)$$

A_j и B_j — последовательности, содержащие A_1 и B_1 единиц и A_0, B_0 минус единиц. При этом $A_1 - A_0 = R_h$, $B_1 - B_0 = R_w$.

Будем считать, что $R_h > R_w$, тогда в (7) число произведений $A_j B_j = 1$ при $A_j = B_j = 1$ максимально равно B_1, а при $A_j = B_j = -1 - A_0$. Максимальное число несовпадений равно $A_1 - B_1$. Следовательно,

$$R_{g\max}(k) = B_1 + A_0 - (A_1 - B_1). \quad (8)$$

Величины A_1, B_1, A_0 и B_0 связаны с R_h, R_w и L соотношениями

$$A_1 = 0.5(L + R_h), \quad (9)$$

$$B_1 = 0.5(L + R_w), \quad (10)$$

$$A_0 = 0.5(L - R_h), \quad (11)$$

$$B_0 = 0.5(L - R_w). \quad (12)$$

Подставив (9)—(12) в (8), получим

$$R_{g\max}(k) \le R_w - R_h + L. \quad (13)$$

По аналогии получим $R_{g\max}(k)$ при $R_w > R_h$. Необходимо помнить, что при $L \equiv 0 \pmod 4$ – $R_{g\max}(k) = \pm m$, $m = 0, 1, 2, \ldots$

Известно, что R_h стремится к L. Следовательно, для получения ПОСС с минимальным уровнем боковых лепестков функции корреляции, как следует из работы Варакина (1978), производящий сигнал должен обладать хорошими корреляционными свойствами. Анализ известных систем двоичных дискретных сигналов показывает, что большинство сигналов обладает «неудобной» длиной. Кратность четырем может быть получена только за счет дополнения или усечения сигнала, что, естественно, изменит его корреляционные свойства и приведет к увеличению уровня боковых лепестков периодической функции автокорреляции (ПФАК) ПОСС. В этом случае лучшими корреляционными свойствами будут обладать ПОСС, построенные с использованием характеристических сигналов (Свердлик, 1975).

Лемма 4. Если производный сигнал образован с использованием производящего характеристического сигнала и задающего меандрового сигнала, то он принадлежит системе производящего сигнала и обладает такой же ПФАК.

Доказательство. Пусть порождающий сигнал построен по правилу

$$H_i = \begin{cases} \Psi(\Theta^i + 1), & \text{если } \Theta^i + 1 \equiv (\mathrm{mod}\, p), \\ 1, & \text{если } \Theta^i + 1 \equiv (\mathrm{mod}\, p), \end{cases} \quad (14)$$

где $\Psi(\Theta_i)$ — характер a_i элемента поля $GF(p)$, Θ^i — первообразный элемент поля $GF(p)$.

Задающий сигнал построен по правилу

$$G_i^0 = (-1)^i, \; i = 0, L-1. \quad (15)$$

Согласно работе Свердлик (1975) имеем

$$R_{\text{пр}}(l) = \sum_{i=0}^{L-1} H_i(-1)^i H_{i+1}(-1)^{i+1} =$$

$$= \sum_{i=0}^{L-1} \Psi(\Theta^i + 1)(-1)^i \Psi(\Theta^{i+1} + 1) \times$$

$$\times (-1)^{i+1} + \Psi(-\Theta^l + 1)(-1)^l + \Psi(-\Theta^{-1} + 1)(-1)^{-1} =$$

$$= Z + \Psi(-\Theta^l + 1)(-1)^l + \Psi(\Theta^{-1} + 1)(-1)^{-1}. \quad (16)$$

Учитывая свойства функции характера элемента поля, составляющую Z (16) представим в виде

$$Z = \Psi(\Theta^l) \sum_{i=0}^{p^n - 1} \Psi(\Theta^i + 1)\Psi(\Theta^i + \Theta^{-1})(-1)^i(-1)^{i+1}. \quad (17)$$

Перейдя в (17) от суммы по индексу i к сумме по всем ненулевым элементам поля $GF(p)$, получим

$$E = \sum_{i=0}^{p^n-1} \Psi(\Theta^i + 1)\Psi(\Theta^i + \Theta^{-1}(-1)^i(-1)^{i+1} =$$

$$= (-1)^l \sum_{\substack{a_i \in GF(p)\\ a_i \neq 0(\mathrm{mod}\ p)}} \Psi(a_i + 1)\Psi(a_i + \Theta^{-1})(-1)^{2i}. \quad (18)$$

Обозначим $C_i = a_i + 1$. Учитывая, что $(-1)^2 = 1$, а также то, что C_i пробегает все элементы поля, за исключением 1, если a_i пробегает все ненулевые элементы поля $GF(p^n)$, выражение (18) представится в виде

$$E = (-1)^i \sum_{\substack{C_i \in GF(p)\\ C_i \neq 0(\mathrm{mod} p)}} \Psi(C_i) + \Psi(C_i + \Theta^{-1} - 1). \quad (19)$$

Если $C_i = 1$, то $E = (-1)^l\Psi(\Theta^{-1})$. Добавляя и вычитая $\Psi(\Theta^{-1})$, с учетом того, что $\psi(0) = 0$, выражение (19) можно представить в виде

$$E = (-1)^l \sum_{C_i \in GF(p)} \Psi(C_i)\Psi(C_i + \Theta^{-1} - 1) - \Psi(\Theta^{-1}) =$$

$$= (-1)^l \sum_{\substack{C_i \in GF(p)\\ C_i \neq 1\,(\mathrm{mod} p)}} \Psi(C_i)\Psi(C_i + \Theta^{-1} - 1) - \Psi(\Theta^{-1} =$$

$$= (-1)^l \sum_{\substack{C_i \in GF(p)\\ C_i \neq 0\,(\mathrm{mod} p)}} \Psi(C_i^2)\Psi[1 + (\Theta^{-1} + 1)C_i^{\mu-1}] - \Psi(\Theta^{-1}) =$$

$$= (-1)^l \sum_{\substack{C_i \in GF(p)\\ C_i \neq 0\,(\mathrm{mod} p)}} \Psi[1(\Theta^{-1} - 1)C_i^{\mu-1}] - \Psi(\Theta^{-1}). \quad (20)$$

Если $C_i \in GF(p^n)$, $C_i \equiv 0 \pmod p$, то $C_i^{\mu-1}$ пробегает все элементы поля, за исключением 1. Обозначая $b_i = C_i^{\mu-1}$, $d = \Theta^{-1} - 1 \in 0 \pmod p$, получим

$$E = (-1)^l \sum_{\substack{b_i \in GF(p)\\ b_i \neq 0\,(\mathrm{mod} p)}} \Psi[1 + db_i] - \Psi(\Theta^{-1}). \quad (21)$$

С учетом того, что

$$\sum_{\substack{x \in GF(p)\\ x \neq 0\,(\mathrm{mod} p)}} \Psi(\nu\chi + k) = -\Psi(k),$$

выражение (21) запишем в виде

$$E = (-1)^l[-1 - \Psi(\Theta^l - l)]. \quad (22)$$

Подставляя (22) в (18), (17) и (16), получим

$$R_{пр}(l) = \Psi(\Theta^l)(-1)^l[-1 - \Psi(\Theta^{-1})] +$$

$$+ \Psi(-\Theta^{-1} + 1)(-1)^l + \Psi(-\Theta^{-1} + 1)(-1)^l. \quad (23)$$

Полагая, что $L = 0 \pmod 4$, а также учитывая, что $\Psi(-1) = 1$ (Бельтюков и Сивов, 1982) и $(-1)^l = (-1)^{-l}$, выражение (23) перепишем в виде

$$R_{пр} = (-1)^l\{[-1 - \Psi(\Theta^l)] + \Psi(\Theta^l - 1)[1 + \Psi(\Theta^l)]\}. \quad (24)$$

Из выражения (24) следует:

$$\text{при } \Psi(\Theta^l = 1, \quad \Psi(\Theta^l - 1 = 1 — R_{пр}(l) = 0; \quad (25)$$

$$\text{при } \Psi(\Theta^l = 1, \quad \Psi(\Theta^l - 1 = -1 — R_{пр}(l) = 1; \quad (26)$$

$$\text{при } \Psi(\Theta^l = -1, \quad \Psi(\Theta^l - 1 = 1 — R_{пр}(l) = 0; \quad (27)$$

$$\text{при } \Psi(\Theta^l = -1, \quad \Psi(\Theta^l - 3 = -1 — R_{пр}(l) = 0; \quad (28)$$

для $l \equiv 0 \pmod 2$.

Анализ выражения (24) показывает, что события (25) и (28) являются невозможными, так как Θ^l и $\Theta^l - 1$ не могут одновременно быть четными и нечетными.

Таким образом, производный сигнал, построенный с использованием меандрового сигнала в качестве задающего, обладает такой же ПФАК, что и производящий сигнал.

ПФАК и периодическая функция взаимной корреляции (ПФВК) производных ортогональных систем сигналов определяются из соотношения

$$R_{jk}(n) = \sum_{m=1}^{L} a_j(m)a_k(m + n). \quad (29)$$

Для $j = k$ по формуле (29) можно определить боковые лепестки ПФАК, а для $j \neq k$ — боковые лепестки ПФВК.

Для оценки значений уровня боковых лепестков функций корреляции в выражении (29) сделаем замену вида

$$f_m = a_j(m)a_k(m + n).$$

Тогда уровень боковых лепестков функции корреляции будет определяться разностью между числом положительных и отрицательных членов последовательности f_m. Разность между числом положительных и отрицательных членов последовательности принято называть ее весом W (Варакин, 1978). Отсюда следует, что распределение вероятности боковых лепестков функции корреляции двух сигналов при условии, что они имеют M блоков $p_R(W/\mu)$, определяется вероятностью получения веса W в последовательности f_m при наличии μ блоков в сигналах a_j и a_k.

Варакиным (1978) показано, что $p_R(r/\mu)$ определяется выражением

$$p_R(r/M) = \sum_{\mu=1}^{M} p_w(r/\mu)p(\mu/M) \quad (30)$$

где $p(r/\mu)$ — вероятность получения веса $W = r$; $p(\mu/M)$ — вероятность перехода знака в последовательности f_m, имеющей M блоков.

Вероятность получения веса $W = r$ определяется выражением

$$p_w(r/\mu) = \frac{L(W\mu)}{L(M)}. \tag{31}$$

Здесь

$$L(W/\mu) = C^{\mu+1}_{(L+W)/2-1} C^{\mu-1}_{(L-W)/2-1} + C^{\mu-1}_{(L-W)/2-1} C^{\mu+1}_{(L-W)/2-1}$$

— количество сигналов в полном коде, имеющих вес W и число блоков μ; $L(\mu) = 2C^{\mu-1}_{L-1}$ — общее число сигналов с μ блоками; C^{x}_{y} — число сочетаний из y по x; μ^+ — количество единичных блоков; μ^- — количество нулевых блоков;

$$\mu^+ = \mu^- = \mu/2 \text{ — при четном } \mu;$$

$$\mu^+ = (\mu + 1)/2, \mu^- = (\mu - 1)/2 \text{ — при нечетном } \mu.$$

$$p(\mu/M) = \frac{(L - M_1)(M_2 - 1) + (L - M_2)(M_1 - 1)}{(L - 1)^2}, \tag{32}$$

где M_1 — число блоков в сигнале a_j, M_2 — число блоков в сигнале a_k.

При вычислении ПФАК $M_1 = M_2$, и выражение (32) принимает вид

$$p_f(\mu/M) = \frac{2(L - M)(M - 1)}{(L - 1)^2}. \tag{33}$$

Однако число блоков M в производной последовательности может изменяться в пределах

$$|M_1 - M_2| + 1 \le \mu \le$$

$$\le \begin{cases} M_1 + M_2 - 1 & \text{при } M_1 + M_2 \ge L + 1, \\ 2L - M_1 - M_2 + 1 & \text{при } M_1 + M_2 \le L + 1, \end{cases} \tag{34}$$

а вероятность получения производного сигнала с μ блоками описывается биноминальным законом распределения:

$$p(\mu/M) = C^{\mu-1}_{L-1} p_1^{\mu-1} (1 - p_1)^{L-\mu}. \tag{35}$$

Таким образом, при известном числе блоков в задающем и производящем сигнале можно вычислить вероятность появления значения уровня бокового лепестка функции корреляции.

Результаты исследований зависимости $|R_{g\,\max}|$ ПФАК и ПФВК от L при условии, что

$$p_R(r_{\max}/M) \ll 1/L,$$

показали, что значение $|R_{g\,\max}|$ для ПФАК не превышает $3.25/\sqrt{L}$, а для ПФВК — $3.96/\sqrt{L}$.

Известно (Варакин, 1978), что средняя вероятность ошибки, вероятность ложной тревоги и пропуска сигнала в системе связи зависят не только от максимальных значений ПФАК и ПФВК, но и от статистических характеристик корреляционных функций сигналов. Статистические характеристики ПФАК и ПФВК: математическое ожидание m; среднее значение математического ожидания $m_{ср}$; дисперсия уровня боковых лепестков функций корреляции $Д_{Д_{ср}}$; среднее значение максимального уровня $U_{\max}$ и среднее значение дисперсии уровня боковых лепестков функций корреляции $Д_{U_{\max}}$ вычислялись с использованием методики, приведенной в работе Бельтюкова и Сивова (1982). Результаты исследований и усредненные значения характеристик ПФАК и ПФВК представлены в табл. 1.

В табл. 2 приведены средние значения оценок статистических характеристик ПФАК и ПФВК производных ортогональных систем сигналов, пол-

Таблица 1. Параметры корреляционных функций

Число элементов в сигнале	КФ	m	$m_{ср}$	$Д_{ср}$	$Д_{Д_{ср}}$	$U_{\max}$	$Д_{U_{\max}}$
12	ПФАК	$0.6\cdot10^{-1}$	$2.6\cdot10^{-4}$	$3.7\cdot10^{-2}$	$4.4\cdot10^{-2}$	0.235	$3.8\cdot10^{-2}$
	ПФВК	$3.8\cdot10^{-2}$	$7.5\cdot10^{-1}$	$5.6\cdot10^{-2}$	$0.4\cdot10^{-1}$	0.38	$2.1\cdot10^{-3}$
16	ПФАК	$7.2\cdot10^{-2}$	$3.6\cdot10^{-5}$	$1.2\cdot10^{-2}$	$2.9\cdot10^{-4}$	0.171	$2.4\cdot10^{-2}$
	ПФВК	$1.1\cdot10^{-2}$	$7.3\cdot10^{-1}$	$3.1\cdot10^{-2}$	$5.4\cdot10^{-5}$	0.5	$2.4\cdot10^{-2}$
60	ПФАК	$0.4\cdot10^{-1}$	$1.1\cdot10^{-5}$	$0.9\cdot10^{-2}$	$0.9\cdot10^{-5}$	$0.9\cdot10^{-1}$	$0.1\cdot10^{-2}$
	ПФВК	$3.3\cdot10^{-2}$	$0.5\cdot10^{-1}$	$1.5\cdot10^{-2}$	$6.4\cdot10^{-7}$	0.33	$1.8\cdot10^{-3}$
108	ПФАК	$4.3\cdot10^{-2}$	$1.5\cdot10^{-5}$	$4.3\cdot10^{-3}$	$4.6\cdot10^{-5}$	$5.5\cdot10^{-2}$	$1.7\cdot10^{-3}$
	ПФВК	$4.5\cdot10^{-2}$	$0.9\cdot10^{-1}$	$0.8\cdot10^{-2}$	$8.4\cdot10^{-7}$	0.25	$2.1\cdot10^{-3}$
256	ПФАК	$1.9\cdot10^{-2}$	$4.4\cdot10^{-6}$	$3.4\cdot10^{-3}$	$3.6\cdot10^{-7}$	$4.7\cdot10^{-2}$	$1.8\cdot10^{-4}$
	ПФВК	$2.9\cdot10^{-2}$	$8.7\cdot10^{-1}$	$4.4\cdot10^{-3}$	$1.2\cdot10^{-6}$	0.19	$1.5\cdot10^{-3}$
Усредненные значения	ПФАК	$0.312/\sqrt{L}$	$0.9\cdot10^{-4}$	$0.05/\sqrt{L}$	$1.8\cdot10^{-5}$	$0.684/\sqrt{L}$	$1.5\cdot10^{-3}$
	ПФВК	$0.367/\sqrt{L}$	$4.5\cdot10^{-1}$	$0.12/\sqrt{L}$	$3.3\cdot10^{-6}$	$(1\div3)/\sqrt{L}$	$1.5\cdot10^{-1}$

Таблица 2. Параметры корреляционных функций

Тип последовательности	КФ	$M/\sqrt{L}$	ДМср	ДсрL	ДДср	$U_{max}\sqrt{L}$	ДUmax
ПОСС	ПФАК	0.312	$0.9 \cdot 10^{-4}$	0.05	$0.18 \cdot 10^{-4}$	0.684	$0.15 \cdot 10^{-2}$
	ПФВК	0.367	$0.45 \cdot 10^{-4}$	0.12	$0.33 \cdot 10^{-5}$	1÷3	$0.15 \cdot 10^{-2}$
Полные кодовые кольца	ПФАК	0.433	$0.78 \cdot 10^{-6}$	0.146	$0.113 \cdot 10^{-6}$	1.5	$0.145 \cdot 10^{-3}$
	ПФВК	0.48	$0.79 \cdot 10^{-6}$	0.082	$0.211 \cdot 10^{-6}$	0.5÷0.75	$0.16 \cdot 10^{-2}$
НПКП	ПФАК	0.75	$0.35 \cdot 10^{-3}$	0.321	$0.372 \cdot 10^{-3}$	2.16	$0.3 \cdot 10^{-2}$
	ПФВК	0.73	$0.19 \cdot 10^{-3}$	0.358	$0.117 \cdot 10^{-4}$	2.22	$0.117 \cdot 10^{-1}$
Последовательность Голда	ПФАК	0.75	$0.39 \cdot 10^{-4}$	0.31	$0.46 \cdot 10^{-4}$	1.52	$0.207 \cdot 10^{-2}$
	ПФВК	0.74	$0.25 \cdot 10^{-4}$	0.44	$0.36 \cdot 10^{-4}$	1.52	$0.54 \cdot 10^{-5}$

ных кодовых колец, нелинейных производных кодовых последовательностей (НПКП), последовательностей Голда (Бельтюков и Сивов, 1982).

Анализ табл. 1 и 2 показывает, что нормированные значения ПФАК и ПФВК производных ортогональных систем сигналов с числом элементов $L \equiv 0 \pmod 4$ меньше, чем для последовательностей Голда и ортогональных систем сигналов, построенных на основе полных кодовых колец и НПКП. Следовательно, использование ПОСС с числом элементов $L \equiv 0 \pmod 4$ позволит, как следует из работы Варакина (1978), уменьшить вероятность ошибки или увеличить пропускную способность системы связи. При построении космических систем связи и управления наряду с корреляционными характеристиками важное значение имеют и ансамблевые характеристики используемых сигналов. Ансамблевые свойства ПОСС зависят от числа способов построения матриц Адамара S_h, ансамблевых характеристик производящих сигналов и определяются выражением

$$S = S_h S_w L. \tag{36}$$

В табл. 3 приводится сравнительный анализ ансамблевых характеристик ПОСС и характеристических последовательностей, обладающих наилучшими среди известных двоичных сигналов ансамблевыми, корреляционными и структурными свойствами и существующих для широкого спектра длительностей $L = 4x$ и $L = 4x + 2$, $x = 2, 3, 4, \ldots$

Данные табл. 3 свидетельствуют о том, что число ПОСС значительно превышает число характеристических последовательностей.

Таким образом, производные ортогональные системы сигналов с числом элементов $L = 0 \pmod 4$ обладают улучшенными среди известных систем сигналов ансамблевыми и корреляционными свойствами, что позволяет повысить качество передачи информации в космических системах связи и управления.

Таблица 3. Сравнительный анализ ансамблевых характеристик ПОСС и характеристических последовательностей

L	ПОСС	Характеристические последовательности
40	$3.8 \cdot 10^{3}$	14
100	$8 \cdot 10^{3}$	38
256	$1.5 \cdot 10^{7}$	128
1032	$1.3 \cdot 10^{8}$	336
2088	$5.4 \cdot 10^{8}$	672
9000	$8 \cdot 10^{9}$	2400

Варакин Л. Е. Теория систем сигналов. — М.: Сов. радио, 1978.—304 с.

Горбенко И. Д., Стасев Ю. В. // Радиотехника.—1989.—№ 9.—С. 16—18.

Свердлик М. Б. Оптимальные дискретные сигналы. — М.: Сов. радио, 1975.—200 с.

Бельтюков В. В., Сивов В. А. // Радиотехника и электроника.—1982.—27, № 9.—С. 1773—1778

ALGORITHM FOR THE SYNTHESIS OF ORTHOGONAL SYSTEMS OF SIGNALS AND THEIR PROPERTIES

Yu. V. Stasev and N. V. Pastukhov

We discuss ways for providing a required quality of transmission of information in space communication and control systems based on the use derivative of orthogonal systems of signals. An algorithm has been developed for the synthesis of derivative orthogonal systems of signals, properties of these systems are studied.