

Информационные технологии создания широкополосных сигналов нового поколения радиолокационных и радиосвязных систем

Д.А.Иванников¹, А.П.Иванников²

¹АО «ННПО имени М.В.Фрунзе», 603009, г.Н.Новгород, пр.Гагарина, 174.

E-mail: ccs5000@mail.ru.

²АО «НПП «Полет», 603950, г.Н.Новгород, Комсомольская площадь, 1

В работе рассмотрены вопросы формирования широкополосных сигналов (ШПС) с частотной модуляцией (ЧМ), у которых автокорреляционные функции (АКФ) имеют значительно меньший уровень боковых лепестков, чем у АКФ ШПС с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Аналитические методы синтеза сигналов с нелинейной частотной модуляцией (НЧМ) до сих пор не существуют.

С целью уменьшения уровня боковых лепестков АКФ ШПС предложен достаточно простой в реализации алгоритм синтеза ШПС с НЧМ во временной области в виде суммы линейной и нелинейной функций (НФ) изменения частоты с соответствующими весовыми коэффициентами.

Рассмотрены ШПС с фазо-кодовой модуляцией (ФКМ). Предложена сигнально-кодовая конструкция с расширенной базой на основе кодов Уолша и Баркера с малым уровнем боковых лепестков АКФ. Предложена методика формирования ШПС с производной системой сигналов в пакеты до $N=200$, что позволяет значительно увеличить излучаемую энергию в радиолокаторах с антенными решетками.

Проведен синтез ШПС со случайной амплитудной модуляцией (АМ) в виде стационарного случайного гауссовского узкополосного шума с линейной фазо-частотной характеристикой. Эффективность предложенных алгоритмов подтверждена результатами моделирования в среде MathCAD. Даны рекомендации по их реализации с помощью программных средств.

Ключевые слова: широкополосные сигналы, нелинейная частотная модуляция, фазо-кодовая модуляция.

Information technologies for creating broadband signals of a new generation of radar and radio communication systems

D.Ivannikov¹, A.Ivannikov²

¹JSC «Nizhny Novgorod scientific and production association of M.Frunze», 603009, Nizhny Novgorod, Gagarina, 174.

E-mail: ccs5000@mail.ru

²JSC «Scientific and production company «Polyot», 603950, Nizhny Novgorod, Komsomolskaya sq., 1

The paper deals with the formation of broadband signals (SHPS) with frequency modulation (FM), in which the autocorrelation functions (ACF) have a significantly lower level of side lobes than in the SHPS ACF with linear frequency modulation (LFM). Analytical methods for the synthesis of signals with nonlinear frequency modulation (LFM) still do not exist.

In order to reduce the level of the side lobes of the ACF of the SHPS, a fairly simple algorithm for the synthesis of SHPS with LFM in the time domain is proposed in the form of a sum of linear and nonlinear functions (NF) of frequency change with corresponding weight coefficients.

SHPS with phase-code modulation (FCM) are considered. A signal-code structure with an extended base based on the Walsh and Barker codes with a small level of the side lobes of the ACF is proposed. A method for forming SHPS with a derived system of signals in packets up to $N=200$ is proposed, which makes it possible to significantly increase the radiated energy in radars with antenna arrays. The synthesis of SHPS with random amplitude modulation (AM) in the form of a stationary random Gaussian narrow-band noise with a linear phase-frequency response is carried out.

The effectiveness of the proposed algorithms is confirmed by the results of modeling in the MathCAD environment. Recommendations for their implementation with the help of software tools are given. Keywords: broadband signals, nonlinear frequency modulation, phase-code modulation.

Введение

Современные радиолокационные и радиосвязные системы работают в условиях действия внутренних и внешних помех, на больших территориях и в многообразных климатических зонах, что требует значительных затрат важнейших энергетических и частотных ресурсов в условиях жестких ограничений на их использование [1-8].

В этом случае важным этапом проектирования радиолокационных и радиосвязных систем на основе перспективных алгоритмов и принципов, используя достижения в области информационных технологий в части:

- теории создания и формирования ШПС с ЧМ, ФКМ и АМ (шумоподобные сигналы) нового поколения [7-15];

- разработки сигнально-кодовых конструкций (СКК) в соответствии с математической теорией связи К.Шеннона и статистической теорией связи Д.Миддлтона, обеспечивающих максимальную информационную эффективность при которой получается наилучший обмен между энергетической и спектральной эффективностями [16-22];

- развития технологии OFDM сигналов, обеспечивающую максимально возможную помехоустойчивость и технологии OFDM сигналов, обеспечивающую максимальную пропускную способность и скорость передачи данных [23-24];

- применения высоких технологий компьютерной техники [24].

Целью исследований является поиск и разработке новых методов улучшения разрешающей способности ШПС с ЧМ и ФКМ путем значительного уменьшения уровня боковых лепестков АКФ на выходе согласованных фильтров (СФ).

В радиолокационных и радиосвязных системах среди ШПС с частотной модуляцией (ЧМ) в основном используются ШПС с ЛЧМ, закон изменения частоты которой описывается соотношением [25,26]

$$\omega_{\text{л}}(t) = b t \text{ при } |t| \leq \tau_{\text{и}}/2, \quad (1)$$

где $\tau_{\text{и}}$ - длительность огибающей ШПС,

$\Delta\omega$ - девиация частоты,

$$b = 2\Delta\omega/\tau_{\text{и}}. \quad (2)$$

В этом случае фаза сигнала определяется как

$$\varphi(t) = bt^2/2 \text{ при } |t| \leq \tau_{\text{и}}/2, \quad (3)$$

тогда нормированную АКФ огибающей ШПС с ЛЧМ можно представить в виде

$$R(\tau) = \int_{-\tau_{\text{и}}/2}^{\tau_{\text{и}}/2} \exp[\Delta\varphi(t)] dt, \quad (4)$$

где $\Delta\varphi(t) = \varphi(t) - \varphi(t - \tau)$.

При малых значениях $\tau \ll \tau_{\text{и}}$ разность фаз $\Delta\varphi(t)$ может быть определена как

$$\Delta\varphi(t) = -\varphi'(t)\tau \quad (5)$$

тогда, учитывая соотношение $\exp[j\varphi(t)] = \cos[\varphi(t)] + j\sin[\varphi(t)]$ и четность АКФ, соотношение (4) преобразуется к виду

$$R(\tau) = \int_{-\tau_{\text{и}}/2}^{\tau_{\text{и}}/2} \cos[\varphi'(t)\tau] dt. \quad (6)$$

Реализация АКФ предполагается программными средствами, поэтому формируется дискретная модель нормированной АКФ огибающей ШПС с ЛЧМ. В этом случае решение интеграла (6) проводится численным методом. Интервал $[0, \tau_{\text{и}}/2]$ делится на N участков длительностью $\Delta t = \tau_{\text{и}}/2N$ и аппроксимируются $\varphi(t)$ и $\varphi'(t)$ кусочно-постоянными функциями, значения которых совпадают с $\varphi(n\Delta t)$ и $\varphi'(n\Delta t)$ в точках разбиения [10].

При такой аппроксимации $\varphi(t)$ и $\varphi'(t)$ на каждом участке разбиения $\varphi'(t)$ описывается соотношением

$$\varphi'(t) = \varphi'(n\Delta t), \quad (7)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots, (N-1)$.

Интеграл выражения (6) можно представить в виде

$$\int_{-\tau_n/2}^{\tau_n/2} \cos[\tau\varphi'(n\Delta t)] dt = \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} \cos[\tau\varphi'(n\Delta t)], \quad (8)$$

тогда нормированная АКФ огибающей ШПС с ЛЧМ в дискретном виде определяется выражением [25,26]

$$R(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \cos[\tau\varphi'(n\Delta t)] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \cos[\tau\omega_{л}(t)(n\Delta t)]. \quad (9)$$

В качестве примера на основе соотношения (9) проводится построение дискретной модели нормированной АКФ огибающей ШПС с ЛЧМ в среде MathCAD при исходных данных: $\Delta\omega = 2\pi \cdot 10^6$ Гц; $\tau_n = 100$ мкс; $\Delta t = 10^{-4}$ мкс.

В соответствии с соотношениями (1) и (7) дискретный закон изменения частоты ШПС с ЛЧМ определяется как

$$\omega(n\Delta t) = bn\Delta t = 4\pi \cdot 10^6 \cdot 10^{-7} / 10^{-4} n = 4\pi n \cdot 10^3, \quad (10)$$

тогда дискретная модель АКФ огибающей ШПС с ЛЧМ в среде MathCAD имеет вид

$$R(\tau) = \frac{1}{500} \sum_{n=0}^{500} \cos[4\pi n \cdot 10^3 \tau].$$

В качестве примера на рис.1 приведена нормированная АКФ огибающей ШПС с ЛЧМ

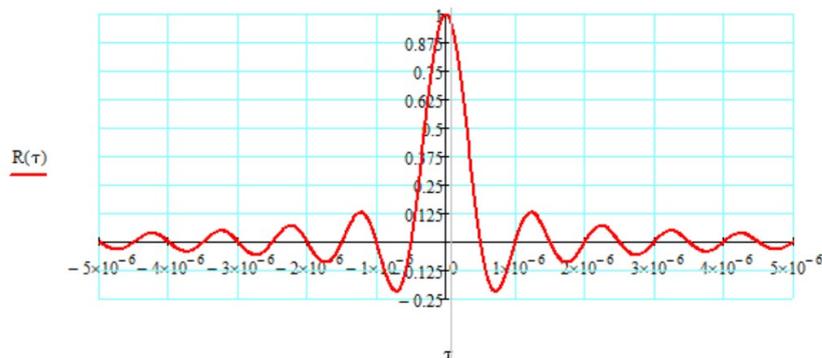


Рис. 1. Нормированная АКФ огибающей ШПС с ЛЧМ

Из приведенной АКФ огибающей ШПС с ЛЧМ следует, что уровень боковых лепестков АКФ достаточно большой (энергия в них соизмерима с энергией основного лепестка), что, естественно, приводит к потерям энергии и значительному ухудшению разрешающей способности по дальности. Аналитических методов синтеза сигналов с ЛЧМ до сих пор не существует, поэтому при оптимальной обработке требуется дополнительно уменьшать их уровень, например, с помощью сглаживающих фильтров типа Хэмминга, Тейлора и Чебышева, что приводит к дополнительным потерям [27].

С целью значительного уменьшения уровня боковых лепестков АКФ огибающей ШПС с ЛЧМ в данной работе предложенный алгоритм формирования закон изменения частоты $\omega(t)$ во временной области в виде суммы изменения частоты по закону ЛЧМ $\omega_{л}(t)$ и НЧМ $\omega_{н}(t)$ с соответствующими весовыми коэффициентами α [25,26]

$$\omega_{нчм}(t) = \alpha \omega_{л}(t) + (1 - \alpha) \omega_{н}(t) \text{ при } |t| \leq \tau_n/2, \quad (10)$$

где $\omega_{л}(t)$ – закон изменения частоты при ЛЧМ,

$\omega_{н}(t)$ – закон изменения частоты при НЧ,

α – весовой коэффициент, причем $1 \geq \alpha \geq 0$,

В этом случае уровень боковых лепестков АКФ огибающей ШПС с НЧМ на выходе согласованного фильтра (СФ) уменьшается путем изменения весового коэффициента α и выбора типа НФ изменения частоты $\omega_n(t)$ при сохранении величины девиации частоты $\Delta\omega$ и обеспечении нормировки линейной $\omega_l(t)$ и нелинейной $\omega_n(t)$ частей соотношения (10) в частотной и амплитудной областях.

На первом этапе выбираются нелинейные функции из семейства элементарных НФ, выражающихся через экспоненту и связанных с тригонометрическими функциями, например, тангенса $\Psi_{n1}(x) = \text{tg}(x)$, гиперболического синуса $\Psi_{n2}(x) = \sinh(x)$, степенной функции $\Psi_{n3}(x) = x^p$ [23]

В качестве примера на рис.2 приведены указанные НФ

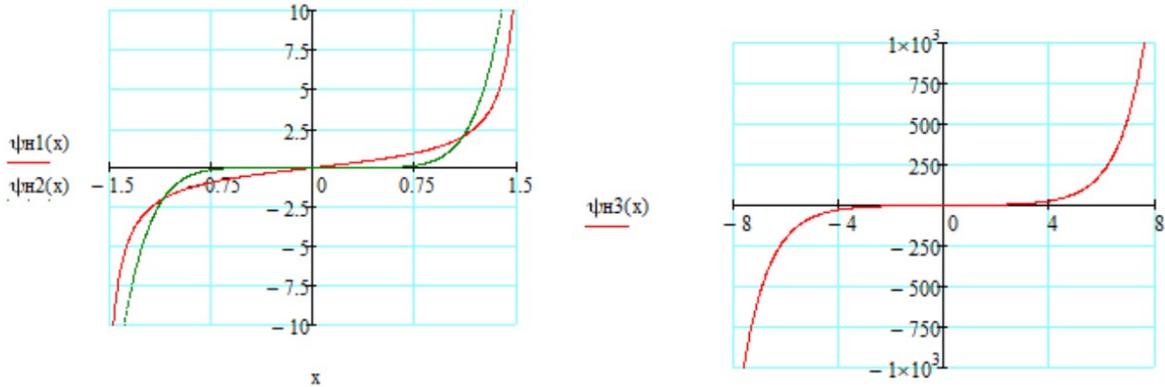


Рис.2. Нелинейные функции трех видов

На первом этапе работы по уменьшения уровня боковых лепестков АКФ огибающей ШПС являются выбор и обоснование методики формирования дискретной модели изменения частоты $\omega_n(t)$ по закону НЧМ на примере НФ тангенса $\Psi_{n1}(x) = \text{tg}(x)$.

Дискретную модель изменения частоты $\omega_n(t)$ ШПС по закону ЛЧМ, определяемую соотношением (10), можно преобразовать к виду

$$\omega_l(n\Delta t) = 2\Delta\omega\Delta t n/\tau_n = 2\Delta\omega n/N, \quad (12)$$

где N – число дискретных выборок частоты.

Таким образом, в дискретной модели изменения частоты $\omega_n(t)$ ШПС по закону ЛЧМ входят девиация частоты $\Delta\omega$, линейный член n и нормирующий член N , тогда по аналогии строится дискретная модель изменения частоты $\omega_n(t)$ ШПС по закону НЧМ путем введения НФ тангенса $\Psi_n(\varepsilon n)$ и нормирующего элемента по амплитуде $\Psi_n(\mu_0)$

$$\omega_n(n\Delta t) = 2\Delta\omega\Psi_n(\varepsilon n)/N\Psi_n(\mu_0), \quad (13)$$

где $\Psi_n(\mu_0)$ – максимальное значение НФ при $|t| = \tau_n/2$,

μ_0 – максимальное значение аргумента НФ при $|t| = \tau_n/2$,

$\varepsilon = \Delta t\mu_0/(\tau_n/2)$ – нормирующий коэффициент НФ, (14)

На основании приведенной методике формирования дискретной модели изменения частоты $\omega_n(t)$ ШПС по закону НЧМ на основе НФ тангенса определяется в среде MathCAD конкретный алгоритм формирования закон изменения частоты $\omega(t)$ во временной области в виде суммы изменения частоты по закону ЛЧМ $\omega_l(t)$ и НЧМ $\omega_n(t)$ с соответствующими весовыми коэффициентами α при следующих исходных данных: $\Delta\omega = 2\pi \cdot 10^6$ Гц, $\Delta\tau_n = 1$ мкс, $\alpha = 0,5$, $\tau_n = 100$ мкс, $\Delta t = 10^{-1}$ мкс, $\mu_0 = 1,41$ и $\text{tg}(\mu_0) = 6,156$.

В соответствии с соотношением (12), (13) (14) определяются дискретные элементы закона изменения частоты ЛЧМ и НЧМ [23]:

$$\omega_{\text{нчм}}(n\Delta t) = 0,5(1,257 * 10^4 x n) + 0,5(1,019 * 10^6) \text{tg} (2,82 * 10^{-3} n) \quad (15)$$

при $|t| \leq \tau_{\text{и}}/2$,

которые после суммирования по пи нормирования в аналоговом виде имеют вид:

$$\omega_{\text{нчм}}(t) = 0,5 * (1,257 * 10^4 * t) + 0,5 * (1,019 * 10^6) * \text{tg} (2,82 * 10^{-3} t) \quad (16)$$

при $|t| \leq \tau_{\text{и}}/2$.

В качестве примера на рис.3 приведено формирование нелинейного закона частоты ШПС с НЧМ на основе НФ тангенса в виде суммы из двух составляющих: изменения частоты сигнала с НЧМ (сплошная линия), ЛЧМ (штрих-пунктирная линия) и их сумма (линия с точками).

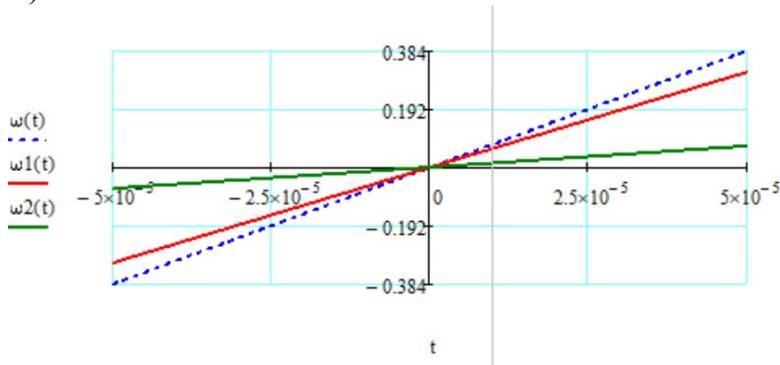


Рис.3. Формирование нелинейного закона частоты ШПС с НЧМ

Нормированная АКФ огибающей ШПС с НЧМ в дискретном виде определяется из выражения (9) путем замены частоты $\omega_{\text{л}}(n\Delta t)$ НЧМ на частоту в виде суммы изменения частоты по закону ЛЧМ $\omega_{\text{л}}(t)$ и НЧМ $\omega_{\text{н}}(t)$, определяемые соответственно соотношениями(11), (12) и (13)

$$\omega_{\text{нчм}}(n\Delta t) = \alpha 2\Delta\omega n/N + (1 - \alpha) 2\Delta\omega \Psi_{\text{н}}(\epsilon n)/N\Psi_{\text{н}}(\mu_0). \quad (17)$$

Тогда дискретная модель АКФ огибающей ШПС с НЧМ в среде MathCAD имеет вид

$$R_{\text{нчм}}(\tau) = \sum_{n=0}^{N-1} \cos [\tau \omega_{\text{нчм}}(n\Delta t)]. \quad (18)$$

В качестве примера на рис.4 и рис.5 приведены результаты моделирования в средеMathCADАКФ ШПС с ЛЧМ (пунктирная) и НЧМ (сплошная линия) при НФ тангенса, и выше приведенных исходных данных и масштабах1:1и 1:4.

$$R_{\text{нчм}}(\tau) = \frac{1}{500} \sum_{n=0}^{500} \cos [0,5(1,257 * 10^4 n\tau) + 0,5(1,019 * 10^6) \text{tg} (2,82 * 10^{-3} n)]$$

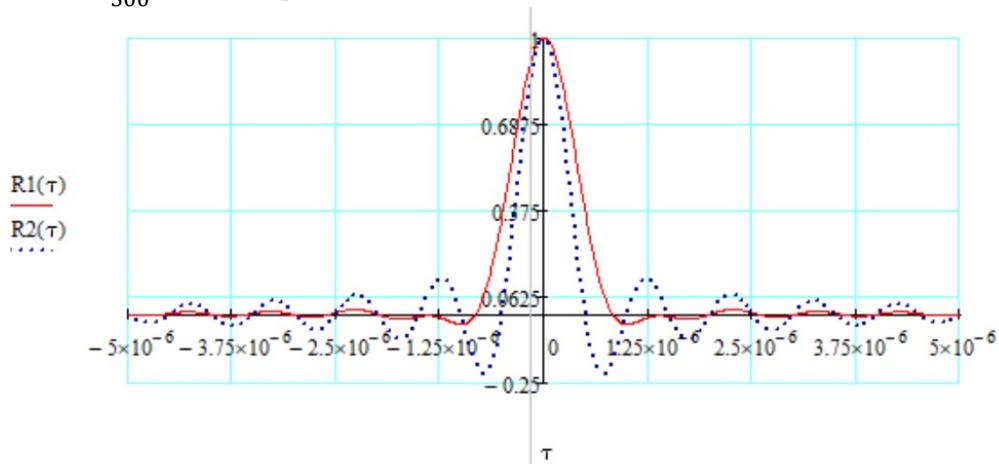


Рис.4.Результаты моделирования АКФ огибающих ШПС с ЛЧМ (пунктирная) и НЧМ (сплошная линия) в масштабе 1:1

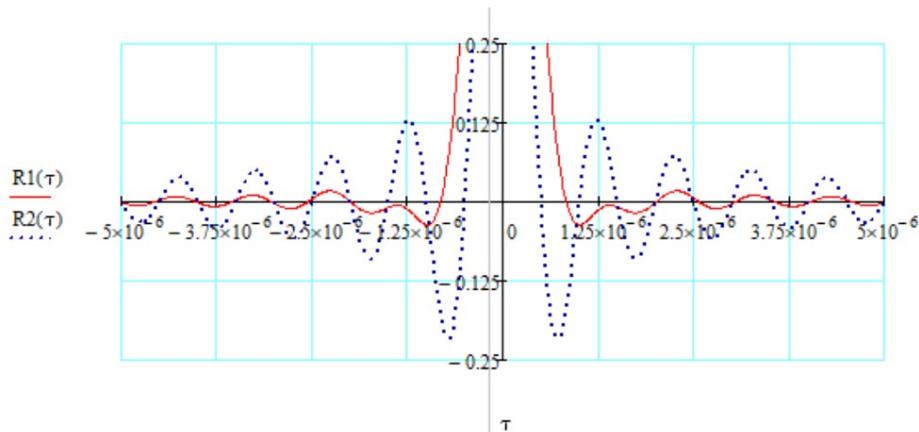


Рис.5. Результаты моделирования АКФ огибающих ШПС с ЛЧМ (пунктирная) и НЧМ (сплошная линия) в масштабе 1:1

Аналогичные результаты моделирования получены с НФ гиперболического синуса $\Psi_{H2}(x) = \sinh(x)$ и степенной функции $\Psi_{H3}(x) = x^p$ [25,26].

В качестве примера по предлагаемой методике рассматривается АКФ огибающих ШПС с ЛЧМ (пунктирная) и НЧМ (сплошная линия) при НФ гиперболического синуса $\sinh(\mu)$:

$$\omega_n(n\Delta t) = 2\Delta\omega \sinh(\varepsilon n) / N \sinh(\mu_0), \quad (19)$$

где $\sinh(\mu_0)$ – максимальное значение НФ при $|t| = \tau_H/2$,

μ_0 – максимальное значение аргумента НФ при $|t| = \tau_H/2$,

$\varepsilon = \Delta t \mu_0 / (\tau_H/2)$ – нормирующий коэффициент НФ,

N – число дискретных выборок частоты.

При исходных данных $\mu_0 = 9$ и $\sinh(\mu_0) = 4 \times 10^{-3}$ и выше приведенных исходных данных в соответствии с предложенной методикой

$$R_{HЧМ}(\tau) = \frac{1}{500} \sum_{n=0}^{500} \cos [0,7 \times (1,257 \times 10^4 n \tau) + 0,3 \times (1,55 \times 10^3) \times \sinh(1,8 \times 10^{-2} n)]$$

В качестве примера на рис.6 приведены результаты моделирования в среде MathCAD АКФ ШПС с ЛЧМ (пунктирная) и НЧМ (сплошная линия) при НФ гиперболического синуса.

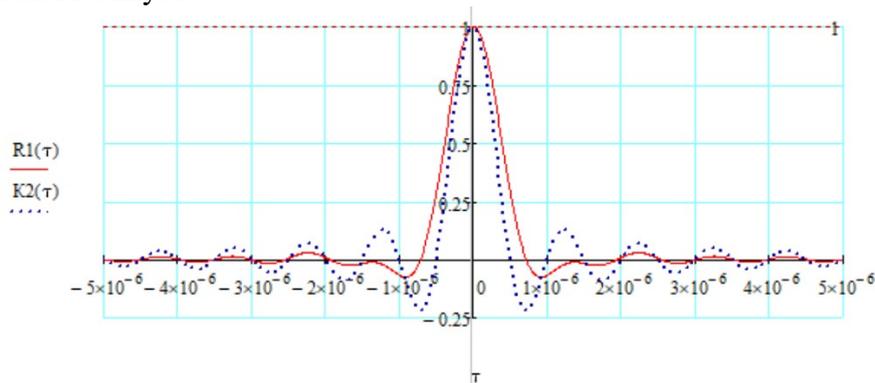


Рис.6. Результаты моделирования АКФ огибающих ШПС с ЛЧМ (пунктирная) и НЧМ (сплошная линия) при НФ гиперболического синуса

Таким образом, предложенные алгоритмы и методики формирования ШПС с НЧМ позволяют формировать ШПС с НЧМ, огибающая которых имеет АКФ со значительно меньшим уровнем боковых лепестков по сравнению с АКФ огибающей ШПС с ЛЧМ, что при заданных величине девиации $\Delta\omega$ частоты и длительности τ_H огибающей ШПС подбором НФ и весового коэффициента α [25,26].

Предложенный метод синтеза ШПС с НЧМ во временной области достаточно прост и реализуется программными и вычислительными средствами.

На втором этапе рассматриваются ШПС с фазокодовой модуляцией (ФКМ), которые широко используются в радиолокационных и связных системах и среди которых наиболее известны коды Уолша и Баркера [12-14].

Рассмотрим $M=4$ пакетов взаимно ортогональных кодов Уолша $N=4$ порядка, которые с учетом их фаз можно представить в виде [29-31]:

$$y_1(t) = \{1 \ 1 \ 1 \ 1\}; y_3(t) = \{1 \ -1 \ 1 \ 1\}; y_2(t) = \{1 \ 1 \ -1 \ -1\}; y_4(t) = \{1 \ -1 \ 1 \ -1\} \quad (20)$$

В качестве примера на рис.7 приведены АКФ $M=4$ пакетов кодов Уолша $N=4$ порядка имеют большие боковые лепестки, что приводит к ухудшению кодового разделения ШПС по форме при многоканальной корреляционной обработке в декодере.

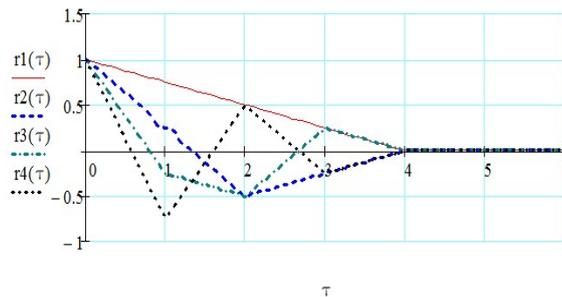


Рис.7. АКФ $M=4$ пакетов кодов Уолша $N=4$ порядка

Пакет кода Баркера $N=4$ порядка, который с учетом фаз можно представить в виде последовательности [12-14]:

$$x_1(t) = \{1 \ 1 \ -1 \ 1\} \quad (21)$$

В качестве примера на рис.8 приведены АКФ пакета кода Уолша $N=4$ порядка имеет малые боковые лепестки, что обеспечивает надежное кодовое разделение ШПС по форме при многоканальной корреляционной обработке в декодере, но не обладает свойством ортогональности.

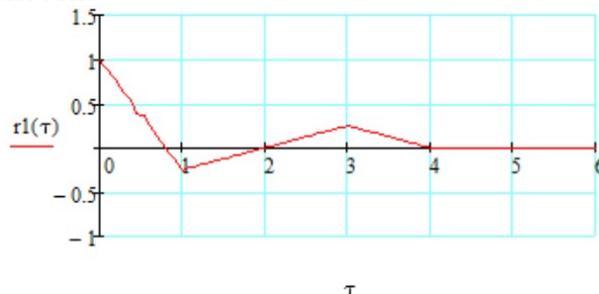


Рис.8. АКФ пакета кода Уолша $N=4$ порядка

Известно, что оптимальная ЦОС ШПС с ФКС сводится к корреляционной обработке, поэтому при проектировании радиолокационных и радиосвязных систем одним из важнейших вопросов является выбор метода кодирования ШПС с ФКМ нового поколения, обладающие свойствами [28-30]:

- мультипликативности,
- взаимной ортогональностью,
- хорошими АКФ,
- большой базой V и соответственно энергией,
- компенсацией боковых лепестков при суммировании АКФ.

Реализация указанных ШПС возможна на современных аппаратно–программных средствах, которые обеспечивают их формирование и ЦОС) путем изменения программного обеспечения.

Методика синтеза пакетов ШПС нового поколения заключается в поэлементном (посимвольном) перемножении (суммировании по модулю 2) M исходных сигналов с N элементами в пакете и одного пакета производящего сигнала с N элементами в результате ШПС – НП являются ортогональными и обладают хорошими АКФ [12,13, 28-30].

В качестве исходной системы сигналов в виде матрицы ($M \times N$) используется ортогональная система, например, пакеты кодов Уолша, у которых АКФ имеют большие боковые лепестки.

В качестве производящего сигнала используется система, например, пакет кодов Баркера с хорошими корреляционными свойствами, но который не обладает свойством взаимной ортогональности, что вызывает необходимость поиска и формирования ШПС нового поколения (ШПС – НП).

Приведен алгоритм формирования M пакетов ортогональных ЭПСС с N элементами путем суммирования по модулю 2) пакета исходного сигнала в виде M кодов Уолша и производящего сигнала в виде пакета кода Баркера N элементами [28-30]

$$\Psi_n = \text{wal}(m, \Theta)(b_1, b_2, \dots, b_n, \dots, b_N), \quad (22)$$

где $\text{wal}(m, \Theta)$ – m -й элемент пакета кода Уолша;

b_n – амплитуда n -го элемента кода Баркера;

n – n -й элемент кода Баркера;

m – m -й пакет кода Уолша;

$n = 1, 2, 3, \dots, N$;

$m = 1, 2, 3, \dots, M$;

Θ – фазы элементов кода Уолша;

$M = N$.

Количество пакетов ШПС нового поколения в виде пакетов ортогональных ЭПСС обеспечивается числом $\eta = 196$, так как код Баркера существует при $N \leq 13$. Производную систему с числом элементов $N > 13$ определяют с помощью ЭВМ, найдены при $N = 16$ и 32 [22].

В качестве примера показано формирование $M = 4$ пакетов ЭПСС $N = 4$ порядка путем суммирования по модулю 2) поэлементно $M = 4$ пакетов элементов Уолша, определяемых соотношением (20) и элементов кода Баркера $N = 4$ порядка, определяемых соотношением (21) [28-30]

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \{ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \} \\ x_2(t) &= \{ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \} \\ x_3(t) &= \{ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \} \\ x_4(t) &= \{ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \}. \end{aligned} \quad (23)$$

С учетом фаз $M = 4$ пакетов ЭПСС $N = 4$ порядка можно представить в виде

$$\begin{aligned} y_1(t) &= \{ + \ - \ - \ - \} \\ y_2(t) &= \{ - \ + \ - \ - \} \\ y_3(t) &= \{ - \ - \ + \ - \} \\ y_4(t) &= \{ - \ - \ - \ + \}, \end{aligned} \quad (24)$$

Математическое моделирование ШПС в виде $M = 4$ пакетов ЭПСС $N = 4$ порядка в программной системе Mathcad имеет вид [28-30].

$$y_i(t) = \sum_{i=1}^4 \sum_{n=1}^4 L_{in}(t), \quad i, n = 1, 2, 3, 4, \quad (25)$$

$$\text{где } L_{in}(t) = \begin{cases} +1 & \text{при } |t - n| < 1 \\ 0 & \text{при } |t - n| \geq 1 \\ 0 & \text{при } |t - 2n| < 0 \end{cases} \quad \text{при } i = n$$

$$L_{in}(t) = \begin{cases} -1 & \text{при } |t - n| < 1 \\ 0 & \text{при } |t - n| \geq 1 \\ 0 & \text{при } |t - 2n| < 0 \end{cases} \quad \text{при } i \neq n$$

Результаты моделирования приводятся в виде графиков, где на горизонтальных и вертикальных осях отложены соответственно время и амплитуды сигналов в относительных единицах в зависимости от длительности и амплитуды двоичного дискретного сигнала.

В качестве примера на рис.19 приведены сигналы $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка в программной системе Mathcad [28- 30]

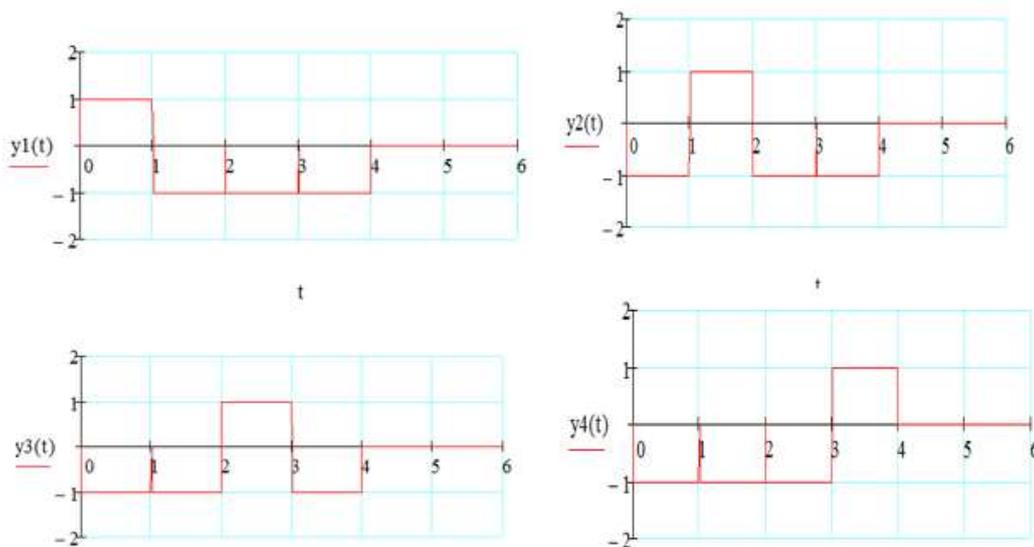


Рис.9. $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка в программной системе Mathcad.

$M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка содержат энергию в 16 раз больше, чем один дискретный сигнал, что позволяет при оптимальной обработке их значительно увеличить отношение сигнал/шум.

Рассмотрим свойства сигналов $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка.

В качестве примера на рис.20 приведены результаты математического моделирование АКФ $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка в программной системе Mathcad [28- 30].

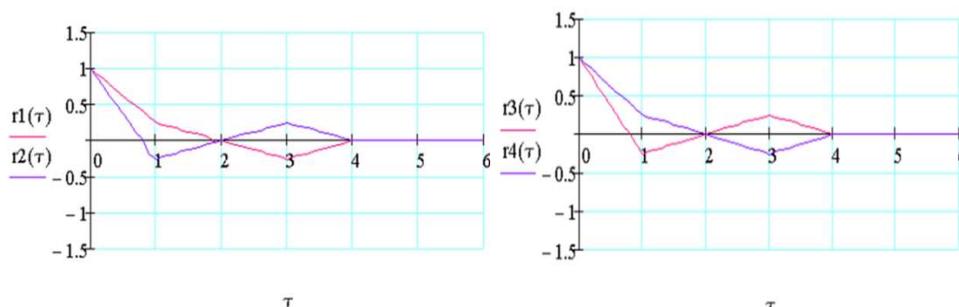


Рис.10. АКФ $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка

Результаты моделирования АКФ $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка, проведенные в программной системе Mathcad, показывают, что боковые лепестки не превышают уровень 0,25 от основного лепестка, находятся в противофазе и при суммировании взаимно компенсируются.

В качестве примера на рис.11 приведены результаты математического моделирования суммы АКФ сигналов $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка

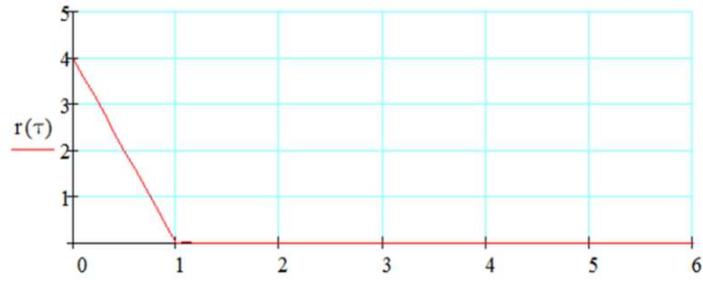


Рис.11. Сумма АКФ сигналов $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка

В качестве примера на рис.12 приведены результаты математического моделирования амплитудного спектра пакета сумма АКФ сигналов $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка

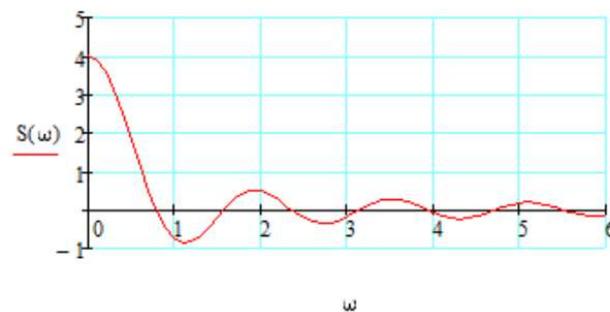


Рис.12. Амплитудный спектр пакета сумма АКФ сигналов $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка

Так как боковые лепестки АКФ $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка, приведенные в программной системе Mathcad, находятся в противофазе, то они при суммировании взаимно компенсируются.

Амплитудный спектр пакета сумма АКФ сигналов $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка является также компактным и с малыми боковыми лепестками.

В качестве примера на рис.13 приведены графики амплитудного спектра одного пакета ЭПСС $N=4$ порядка в области положительных частот $U_N(\omega)$ (сплошная линия) и $S_1(\omega)$ (штриховая линия)

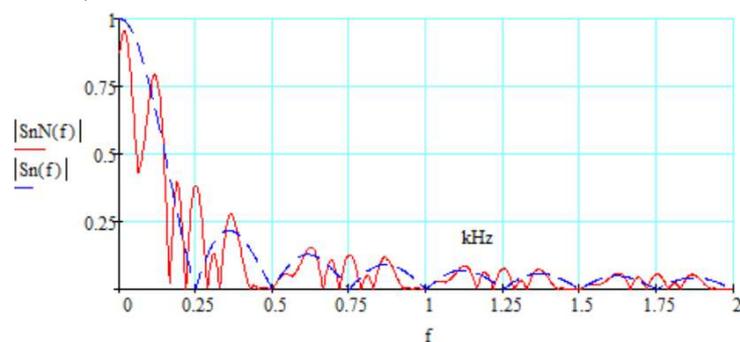


Рис.13. Амплитудный спектр одного пакета ЭПСС $N=4$ порядка

Важным свойством $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка является ортогональное свойство, так как взаимно корреляционные функции (ВКФ) каждой пары $y_k(t)$ и $y_i(t)$ сигналов $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка удовлетворяют условию взаимной ортогональности на некотором интервале времени t [28]:

$$0 \quad \text{при } i \neq k, \quad \left| \quad r_{ik}(t) = \int_0^T y_i(t)y_k(t)dt = 1 \text{ при } i = k \quad (26) \right.$$

Матрица сигналов $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка является также ортогональной и при умножении на транспонированную матрицу дает единичную диагональную матрицу.

Итак, ШПС в виде $M=4$ пакетов ЭПСС $N=4$ порядка удовлетворяют всем условиям, необходимым для создания СКК по технологии OCDM с ортогонально-кодовым уплотнением и разделением пакетов ШПС: взаимной ортогональностью, мультипликативностью, хорошими АКФ, большой базой B и компенсацией боковых лепестков при суммировании АКФ [28- 30].

В качестве примера приведено формирование пакетов ШПС нового поколения на основе ЭПСС $N=8$ порядка аналогично путем суммирования по модулю 2) поэлементно элементов кода Баркера $N=7$ порядка (1 1 1 -1 -1 1 -1) и $M=8$ пакетов элементов матрицы Уолша (8 x 8)

$$\begin{aligned} x_1(t) &= \{1 1 1 1 0 0 0 0\} & x_5(t) &= \{1 0 0 1 1 0 0 1\} \\ x_2(t) &= \{1 1 1 1 0 0 0 0\} & x_6(t) &= \{1 0 0 1 0 1 1 0\} \\ x_3(t) &= \{1 1 0 0 0 0 1 1\} & x_7(t) &= \{1 0 1 0 0 1 0 1\} \\ x_4(t) &= \{1 1 0 0 1 1 0 0\} & x_8(t) &= \{1 0 1 0 1 0 1 0\}. \end{aligned} \quad (27)$$

С учетом фаз $M=8$ пакетов ЭПСС $N=8$ порядка представлены в виде [29-31]

$$\begin{aligned} y_1(t) &= \{+ - - - + + - +\} & y_5(t) &= \{+ + + - + - + +\} \\ y_2(t) &= \{+ - - - - - + -\} & y_6(t) &= \{+ + + - - + - -\} \\ y_3(t) &= \{+ - + + - - - +\} & y_7(t) &= \{+ + - + - + + +\} \\ y_4(t) &= \{+ - + + + + + -\} & y_8(t) &= \{+ + - + + - - -\} \end{aligned} \quad (28)$$

ШПС в виде $M=8$ пакетов ЭПСС $N=8$ порядка содержат энергию в 64 раза больше, чем один дискретный сигнал, что позволяет при оптимальной обработке их значительно увеличить отношение сигнал/шум. При этом ШПС в виде $M=8$ пакетов ЭПСС $N=8$ порядка, как показано ниже, удовлетворяют всем условиям, необходимым для создания СКК по технологии OCDM с ортогонально-кодовым уплотнением и разделением пакетов ШПС: взаимной ортогональностью, мультипликативностью, хорошими АКФ, большой базой B и компенсацией боковых лепестков при суммировании АКФ [28- 30].

В качестве примера на рис.14 приведены ШПС в виде $M=8$ пакетов ЭПСС $N=8$ порядка в программной системе Mathcad

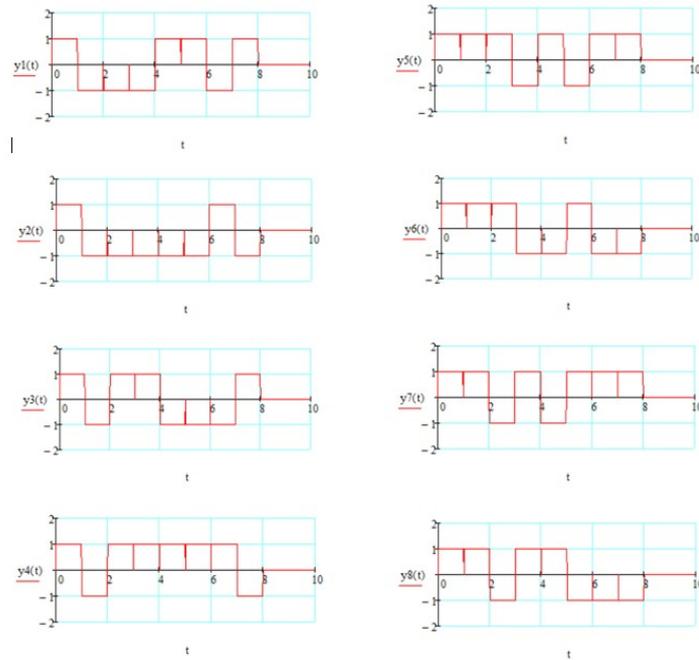


Рис.14. ШПС в виде $M=8$ пакетов ЭПСС $N=8$ порядка

В качестве примера на рис.15 приведены результаты математического моделирования АКФ $M=8$ пакетов ЭПСС $N=8$ порядка в программной системе Mathcad [14]

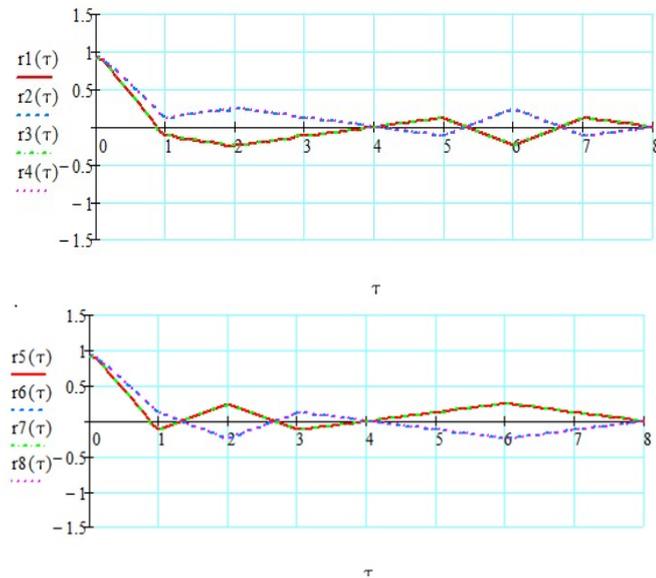


Рис.15. АКФ $M=8$ пакетов ЭПСС $N=8$ порядка

АКФ $M=8$ пакетов ЭПСС $N=8$ порядка, приведенные в программной системе Mathcad, имеют малые боковые лепестки, которые не превышают уровень 0,25 от основного лепестка, находятся в противофазе и при суммировании взаимно компенсируются.

Энергия пакета кодового сигнала при постоянной мощности передатчика определяется количеством символов пакетов ЭПСС и ограничивается числом $\eta=196$, так как код Баркера, который является производной системой с малыми боковыми лепестками АКФ, существует при $N \leq 13$. Производную систему с числом элементов $N > 13$ определяют с помощью ЭВМ [12,13].

В качестве примера приведены производящие сигналы, найденные с помощью ЭВМ в классе нелинейных ШПС с числом элементов $N=16$ и 32 , имеющие малые боковые лепестки АКФ [12,13]:

$N=16$ 1 1 0 1 1 0 0 1 0 1 0 0 0 0 1 1;

$N=32$ 1 1 1 1 1 0 0 1 1 0 1 0 0 1 0 0 0 0 0 1 0 1 0 1 1 1 0 1 1 0 0 0.

Представляют интерес составные ШПС, например, с $N=64$ для увеличения энергии излучаемого ШПС. В качестве примера на Рис.26 показано формирование в передающем канале радиолокационной и радиосвязной систем составной ШПС в виде последовательности из $M=8$ пакетов опорных ЭПСС $N=8$ порядка[30]



Рис.16 ШПС из последовательности $M=8$ пакетов опорных ЭПСС $N=8$ порядка

В этом случае оптимальная обработка содержит $M=8$ канальную корреляционную обработку с опорными сигналами в виде $M=8$ пакетов ортогональных опорных ЭПСС $N=8$ порядка, задержек сигналов АКФ в каждом канале корреляционной обработки для совмещения их во времени и суммировании в сумматоре дискретных сигналов с последующим принятием порогового решения.

Предложенный способ формирования и обработки ШПС с ФКМ в виде составных ШПС из последовательности, например, $M=8$ пакетов опорных ортогональных ЭПСС $N=8$ порядка в радиолокационных и радиосвязных системах с антенными решетками позволяют с достаточно простыми корреляционными обработками увеличить энергию излучения ШПС, повысить разрешающую способность и улучшить помехоустойчивость.

Приведенные ШПС с фазокодовой модуляцией позволяют применить высокие технологии компьютерной техники, новейшие средства коммуникации и программного обеспечения на единой аппаратной платформе на принципах SDR –радио [28-30].

Применение предложенных ШПС с ФКМ возможно не только в РЛС с фазированными решетками, но также в многоканальных ММО РЛС, что позволяет увеличить объем и повысить качество радиолокационной информации. В качестве примера можно назвать возможность одновременного измерения параметров большего числа целей, быстрого и эффективного поиска целей, увеличение возможности адаптации, перехода в режим формирования узкого луча диаграммы направленности ФАР и т.п. [5].

Кроме того, новые методы на основе СКК по технологии OCDM позволяют значительно увеличить дальность связи и надежность передачи данных в системах дальней связи и снижение энергетических затрат, что подтверждено с помощью моделирования в системе Mathcad.

На третьем этапе проводится синтез шумоподобного сигнала ШПС со случайной амплитудной модуляцией (АМ) в виде стационарного случайного гауссовского узкополосного шума с линейной фазочастотной характеристикой и формирование модели в программной системе Mathcad.

В системе Mathcad встроена модель гауссовского белого шума в виде функции $\text{norm}(K, \mu, \sigma)$, где вектор K – независимые случайные числа, каждое из которых имеет

нормальное распределение, μ – математическое ожидание, σ – среднеквадратичное отклонение [32].

Основой цифрового статистического моделирования стационарных случайных процессов с ограниченной средней мощностью и нулевым средним значением является датчик случайных чисел с требуемым законом распределения случайных величин.

В качестве примера на рис.17 приведена модель стационарного гауссовского белого шума в системе Mathcad при $\text{norm}(1000, 0, 1)$ [31]

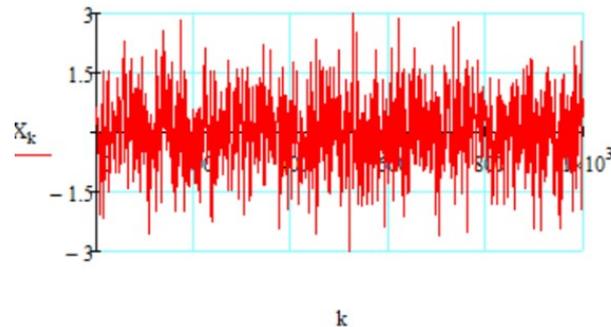


Рис.17. Модель стационарного гауссовского белого шума

Формирование случайного гауссовского узкополосного шума с линейной фазочастотной характеристикой проводится методом формирующего фильтра для удаления гармоник высоких частот (компонент высокого разрешения) и замещения белого шума с широким спектром частот его версией гауссовского узкополосного шума с низким разрешением, используя теорему Котельникова.

На практике часто используют фильтр нижних частот (ФНЧ) Найквиста с характеристикой приподнятого косинуса (косинус на пьедестале), который обеспечивает затухание на заранее выбранных верхних границах полосы частот F в зависимости от допустимого уровня помех от соседнего канала [29,30].

Переход от непрерывного сообщения к дискретному, восстановление непрерывного сигнала по дискретным значениям и устранение потерь информации определяется прямой теоремой Котельникова путем выбора отсчетов сигнала в фиксированные моменты времени, следующие через равные промежутки времени Δt .

Формирование фильтра нижних частот в канале связи представляется в виде обрзанной функции Дирака $\delta(\tau)$ [28,29]

$$\delta(\tau) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{\sin \pi(\Delta t / \tau)}{\pi(\Delta t / \tau)}, \tau \rightarrow 0 \quad (29)$$

Проводится процедура замещения белого шума с широким спектром частот по дискретным отсчетам Котельникова версией с низким разрешением непрерывной функции $f_k(t)$ [28,29]

$$f_k(t) = \sum_{i=1}^{\mu} x_k(i\Delta t) \delta(t - i\Delta t) \quad (30)$$

где $k=1,2,\dots,K$ - номер выборки белого шума,
 ΔF – полоса пропускания системы связи,
 $\Delta t=1/2F$ –длительность дискретных отсчетов,
 $\delta(x)$ –функция Дирака,
 $\mu = \tau_c/\Delta t$ - количество дискретных отсчетов,
 τ_c - длительность сигнала,
 $x_k(i)$ - k -я реализация белого шума.

Функция (29) заменяется функцией $\alpha_k(t)$, которая представляет аппроксимируемую версию $\alpha_k(t)$ с низким разрешением по времени

$$\alpha_k(t) = \sum_{i=1}^{\mu} x_k(i\Delta t) \operatorname{sinc} \left[\frac{\pi}{\Delta t} (t - i\Delta t) \right], \quad (30)$$

где $\operatorname{sinc} x = \sin x/x$.

При длительности во времени ШПС, равной τ_c , и базе $B=4$ минимальное количество дискретных отсчетов μ во времени определяется соотношением [33]

$$\mu = \tau_c \Delta t = 2 \tau_c f_B = 2B + 1 \approx 8 \quad (31)$$

При $\mu = 8$ и $K = 1023$ модель стационарного случайного гауссовского узкополосного шума с линейной фазо-частотной характеристикой в программной системе Mathcad имеет вид, приведенный при $x_k = \operatorname{norm}(1024, 0, 1)$ в качестве примера на рис.18[31]

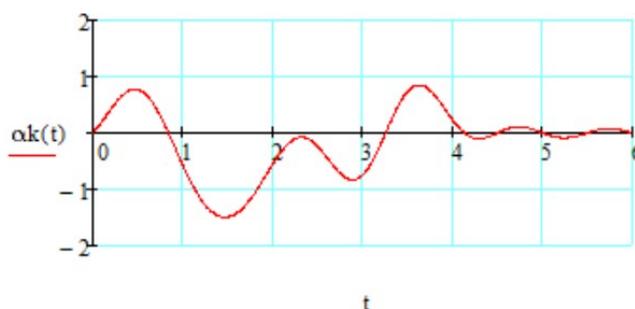


Рис.18. Модель стационарного случайного гауссовского узкополосного шума

Выводы

В работе рассмотрены вопросы формирования широкополосных сигналов с частотной модуляцией, у которых автокорреляционные функции имеют значительного меньший уровень боковых лепестков, чем у АКФ ШПС с линейной частотной модуляцией. Аналитических методов синтеза сигналов с нелинейной частотной модуляцией до сих пор не существует.

С целью уменьшения уровня боковых лепестков АКФ ШПС предложен достаточно простой в реализации алгоритм синтеза ШПС с НЧМ во временной области в виде суммы линейной и нелинейной функций изменения частоты с соответствующими весовыми коэффициентами.

Рассмотрены ШПС с фазо-кодовой модуляцией. Предложена сигнально-кодовая конструкция с расширенной базой на основе кодов Уолша и Баркера с малым уровнем боковых лепестков АКФ. Предложена методика формирования ШПС с производной системой сигналов в пакеты до $N=200$, что позволяет значительно увеличить излучаемую энергию в радиолокаторах с антенными решетками.

Проведен синтез ШПС со случайной амплитудной модуляцией в виде стационарного случайного гауссовского узкополосного шума с линейной фазо-частотной характеристикой.

Эффективность предложенных алгоритмов подтверждена результатами моделирования в среде MathCAD. Даны рекомендации по их реализации с помощью программных средств.

Литература

1. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я. Д. Учебное пособие для вузов. -М.:Советское радио, 1970.— 560 с.
2. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений/Л.М. Финк— М.: Советское радио, 1963 г. – 376 с.

3. Радиосистемы передачи информации: Учеб. пособие для вузов/И.М. Тепляков, А.И.Фомин, В.А. Вейцель; Подред, И.М. Теплякова.- М.: Радио и связь,1982 г. – 264 с.
4. Радиосистемы передачи информации: Учебное пособие для вузов / В. А. Васин, В. В. Калмыков, Ю. Н. Себекин, А. И. Сенин,И. Б. Федоров; под ред. И. Б. Федорова и В. В. Калмыкова. - М.: Горячая линия - Телеком, 2005. – 472 с
- 5.В.С. Черняк. О новом направлении в радиолокации: ММО РЛС.Прикладная радиоэлектроника, Том 8,№ 4, 2009. 477-489с.
- 6.Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений/Л.М.Финк. – М.: Советское радио. 1963. – 376 с.
7. Мазурков М.И. Системы широкополосной радиосвязи: учеб. пособие для студ. вузов / М.И. Мазурков. Наука и техника, 2009. – 344 с.
8. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. – 488с.
- 9.Пышкин И.М. Теория сигналов кодового разделения сигналов., М.:Связь, 1980. – 208 с.
10. Денисенко А.Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие. – М: Горячая линия-Телеком, 2005. –704с.
11. Скляр, Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2- е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с.
12. Ратынский М.В. Основы сотовой связи / Под ред. Д. Б. Зимина - М.: Радио и связь, 1998.– 248 с.
- 13.Невдяев Л. М. Мобильная связь 3-го поколения; Под ред. Ю. М. Горностаева. – М.: МЦНТИ «Мобильные коммуникации», 2000. – 208 с.
14. Трахтман А.М. Введение в обобщенную спектральную теорию сигналов.– М.: Советское радио, 1972. – 352с
- 15.Свистов В.М. Радиолокационные сигналы и их обработка. –М.: Сов. Радио,1977. - 448 с.
16. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике, перевод с английского под редакцией Р.Л. Доврушина и О.Б. Лупанова с предисловием А.Н. Колмогорова, Издательство иностранной литературы. – М.: 1963. - 828 с.
17. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации/ А. Г. Зюко, А. И. Фалько, И. П. Панфилов и др. —М.: Радио и связь, 1985.— 272 с.
18. Кельберт М. Я., Сухов Ю. М. Вероятность и статистика в примерах и задачах Т. 3: Теория информации и кодирования. Электронное издание М.: МЦНМО, 2016. -567 с.
19. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. Т. 2 / Пер. с англ. Б.А. Смиренина под ред. Б.Р. Левина. – М.: Советское радио, 1962. 830 с.
20. Колмогоров А. Н. Теория передачи информации // Сессия Академии наук СССР по научным проблемам автоматизации производства. 15-20окт. 1956г. – М.: Изд-во АН СССР,1957. 66-99 с.
- 21.Банкет В.Л. Сигнально-кодовые конструкции в телекоммуникационных системах. – Одесса: Феникс, 2009. – 180 с.
22. Окунев Ю. Б., Яковлев Л. Я. Широкополосные системы связи с составными сигналами; Под ред. Заездного А. М. – М.: Связь, 1968. - 168 с.
23. Николаев В., Гармонов А., Лебедев Ю. Системы широкополосного радиодоступа 4 поколения: выбор сигнально-кодовых конструкций, Концерн «Созвездие», Научно-технический журнал «Первая миля». Выпуск 5-6,2010. 56 -59с.
24. Сошин К.А. Структура сигнально-кодовых конструкций стандарта MIL–STD–188–110С / Инновационные технологии на транспорте: образование, наука, практика // Материалы ХLI Международной научно-практической конференции, 3-4 апреля 2017 г. – Алма-Ата: 2017. -С.37-41.

25. Иванников А.П., Иванников Д.А. Метод синтеза импульсных сигналов с нелинейной частотной модуляцией / Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2015, №2. С.11-17
26. Иванников А.П., Иванников Д.А. Способ уменьшения влияния доплеровского смещения частоты в РЛС высокой мощности с частотной модуляцией, Радиотехнические и телекоммуникационные системы, №4, 2015. С. 20-28.
27. К.Феер Беспроводная цифровая связь Методы модуляции и расширения спектра Пер. с англ. / Под ред. В. И. Журавлева. – М.: Радио и связь. 2000. – 520 с.
28. Патент РФ №2663240. Способ и комплекс средств защиты узкополосных каналов передачи в условиях многолучевого распространения радиосигналов и комплекс средств для его реализации. /Иванников А.П. Оpubл. 03.08.2018 г.
29. Патент РФ № 2720215. Способ защиты узкополосных систем радиосвязи в условиях сложной радиоэлектронной обстановки и комплекс средств для его реализации. Иванников А.П., Оpubл. 28.04.2020 г.
30. Иванников А.П., Иванников Д.А., Способ и устройство формирования и обработки сигналов в радиолокаторах с антенными решетками /Радиотехнические и телекоммуникационные системы, №3, 2018.
31. Кирьянов Д. В. Mathcad 15/MathcadPrime 1.0 – СПб.: БХВ-Петербург, 2012. – 432 с.