

СИНТЕЗ СИСТЕМ СИГНАЛОВ С ЗАДАНЫМИ КОРРЕЛЯЦИОННЫМИ СВОЙСТВАМИ, ЗАКОНАМИ ФОРМИРОВАНИЯ, СТРУКТУРНЫМИ И АНСАМБЛЕВЫМИ СВОЙСТВАМИ

И.Д. ГОРБЕНКО, А.А. ЗАМУЛА

Рассматривается задача синтеза дискретных сигналов с заданными корреляционными, структурными и ансамблевыми свойствами.

Ключевые слова: ансамбль сложных сигналов, помехоустойчивость, минимаксный критерий, синтез системы сигналов.

ВВЕДЕНИЕ

К системам передачи информации предъявляются все более жесткие требования по обеспечению работы в условиях сложных внешних воздействий: естественных и преднамеренных помех, помех от других радиотехнических систем, функционирующих на близких частотах или в общем участке диапазона частот.

Важными характеристиками некоторых систем передачи информации являются помехоустойчивость и скрытность функционирования. Под помехоустойчивостью понимают способность системы противостоять воздействию мощных помех. Скрытность функционирования системы предполагает способность системы функционировать в режиме, затрудняющим обнаружение передаваемых сообщений и оценку их параметров разведывательной аппаратурой злоумышленника. Одним из видов скрытности является информационная скрытность. Такой вид скрытности предполагает использование целого комплекса мер, методов и средств для затруднения определения злоумышленником: самого факта передачи сообщений по каналам связи; содержания передаваемых сообщений и др. Большое значение при решении задач обеспечения требуемой помехоустойчивости и скрытности функционирования (в том числе, информационной скрытности) имеют исследования, связанные с использованием новых видов сигналов, получивших название сложных, широкополосных, многомерных и шумоподобных. Разработка методов синтеза сложных сигналов с хорошими корреляционными, ансамблевыми, статистическими, структурными и другими свойствами является актуальной задачей.

Комплексное решение проблемы обеспечения помехоустойчивости, скрытности функционирования системы передачи информации может быть достигнуто, в том числе, на основе реализации динамического режима передачи информации, при котором соответствие: бит сообщения – сигнал меняется с течением времени по закону, предсказание которого возможно с вероятностью, не превышающей допустимую. Одним из путей достижения заданной помехоустойчивости, является реализация частотной избыточности в канале связи.

При радиоэлектронном противодействии эффективная помеха может быть организована только после обнаружения присутствия противостоящей системы в эфире и оценки таких ее параметров как частотный диапазон и занимаемая полоса. Если скрытная система использует сигнал с некоторым законом модуляции, параметры которого неизвестны перехватчику, то последний лишен возможности применения согласованного фильтра или коррелятора для обнаружения сигнала. В этих условиях у противостоящей системы нет иного выбора, как рассматривать перехватываемый сигнал в виде случайного и основывать его обнаружение только на факте появления или отсутствия некоторого избытка энергии в некотором участке частотного диапазона. Перехватчик применяет энергетический детектор, называемый также радиометром, который является оптимальным с точки зрения обнаружения ограниченного по полосе шумового сигнала на фоне аддитивного белого гауссовского шума [1].

Перехватчику могут быть неизвестны заранее сведения о частотном диапазоне и интервале времени, занимаемом сигналом. Учитывая эти обстоятельства, его стратегия будет заключаться в комбинировании указанных параметров, осуществляя процедуру обнаружения либо путем сканирования частотно-временной области, либо используя набор параллельных каналов, каждый из которых ответственен за анализ ограниченного участка частотно-временной области. В любом случае качество работы приемника системы-перехватчика будет полностью определяться характеристикой энергетического детектора, настроенного на истинную для перехватываемого сигнала частотно-временную зону. В свою очередь, у скрытной системы имеется только единственная возможность предотвратить обнаружение своего сигнала потенциальным перехватчиком: использовать сигналы с распределенным спектром, обладающие максимально возможным значением выигрыша от обработки (произведение полосы частот, занимаемой сигналом на его длительность). Единственной причиной, вынуждающей перехватчик прибегнуть к такому неэффективному инструменту как энергетический приемник, является

отсутствие информации о структуре обнаруживаемого сигнала, т.е. его закона модуляции. По этой причине перехватчик не может обрабатывать сигнал аналогично приемнику скрытной системы (т.е. осуществлять согласованную фильтрацию). Очевидно, что в случае недостаточной структурной сложности (скрытности) сигнала и осведомленности перехватчика о его возможных альтернативных вариантах, перехватчик может попытаться их все реализовать. Соответствующим оборудованием для этого может служить набор параллельных согласованных фильтров либо единый перестраиваемый фильтр (несколько фильтров), пригодный для обработки сигналов различных по структуре последовательно во времени. Поэтому другая сторона стратегии скрытной системы в борьбе с перехватчиком состоит в применении сигналов с практически не раскрываемой структурой. В качестве показателя оценки структурной скрытности сигнала, может быть использован следующий

$$S = \frac{l}{L}, \quad (1)$$

где: L – период сигнала; l – количество символов сигнала, которое необходимо знать для формирования $L-1$ оставшихся.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ ИССЛЕДОВАНИЙ

Усилия исследователей направлены на поиски ансамблей сложных сигналов, характеристики которых с ростом длины приближаются к границе «плотной упаковки» [2], т.е. ансамбля, все представители которого обладают нулевой постоянной составляющей, идеальной периодической автокорреляционной функцией (ПФАК), нулевой периодической функцией взаимной корреляции (ПФВК), заданным объемом системы сигналов. Широко распространенным критерием подобного приближения является минимаксный критерий, ориентирующий синтез ансамбля на минимизацию максимального значения на множестве всех нежелательных корреляций. Для идеального ансамбля корреляционный пик как наибольшее из двух величин: максимума среди всех боковых лепестков автокорреляций последовательностей и максимума среди значений взаимных корреляций всех пар последовательностей равны нулю, а для любого реального ансамбля корреляционный пик может служить адекватной мерой его близости к идеальному.

Ансамбли со значением корреляционного пика достигающие предела, предсказываемого нижними границами Велча и Сидельникова [1], являются оптимальными по критерию корреляционного пика, и иногда называются минимаксными.

Синтез семейств сигналов с необходимыми авто и взаимно корреляционными свойствами заключается в отыскании семейства дискретных

последовательностей, обладающего соответствующими авто и взаимно корреляционными функциями.

Обсуждаются методы синтеза оптимальных бинарных последовательностей большой длины с заданными авто-, взаимно- корреляционными и ансамблевыми свойствами.

К настоящему времени нет единой теории синтеза систем дискретных сигналов (ДС) с заданными авто-, взаимно-, стыковыми 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 двоичных линейных рекуррентных последовательностей максимального периода и линейных рекуррентных последовательностей (ЛРПТ) с одно- и трехуровневой ПФАК [3], а также характеристических дискретных сигналов (ХДС) с одно – и двухуровневой ПФАК [2]. Однако, как показали исследования, введение жестких ограничений на вид ПФАК ДС существенно ограничивает возможности источников сигналов с точки зрения улучшения ансамблевых и структурных свойств [3].

Сформулируем задачу синтеза одного класса сигналов с заданными корреляционными ансамблевыми и структурными свойствами, обеспечивающих требуемые значения помехозащищенности, имитостойкости и скрытности функционирования системы передачи информации. Потребуем, что бы такие системы сигналов обладали свойством «размытости» по корреляционным свойствам. Указанное свойство означает, что увеличение или уменьшение длины дискретной последовательности не изменяет корреляционные свойства, присущие исходной дискретной последовательности.

Под задачей синтеза сигналов будем понимать задачу построения словарей (подмножеств) векторов $(W_m^q), q = \overline{1, N}, m = \overline{1, M}$, вся $M_k \ll p^L$ совокупность которых образует систему сигналов размерности $M_k = N \times M_x$ таких, что в каждом из словарей выполняются следующие условия

1. Автосвертка или периодическая функция автокорреляции (ПФАК) каждого из W_m^q ДС удовлетворяет системе нелинейных параметрических неравенств (СНПН)

$$R_{a_1}^q(l) \leq \sum_{i=1}^{L-1} W_i^q (W_{i+c}^q)^* \leq R_{a_2}^q(l),$$

$$l = \overline{1, L-1}, q = \overline{1, N}, \quad (2)$$

где $R_{a_1}^q(l)$ и $R_{a_2}^q(l)$ заданные (требуемые) реализации ПФАК;

2. Взаимная свертка (СФВК) $(W^q W^p)$ ДС со стыковыми словами W^{qp} и W^{pq} удовлетворяет совокупности систем нелинейных параметрических неравенств:

$$\begin{aligned}
 R_{b_{1,1}}^{qp}(l) &\leq \sum_{i=0}^{L-K} W_i^q \times (W_{i+1}^p)^* + \sum_{i=L-K+1}^{L-1} W_i^q \times \\
 &\quad \times (W_{i-l+K}^p)^* \leq R_{b_{2,1}}^{qp}(l); \\
 R_{b_{1,2}}^{qp}(l) &\leq \sum_{i=0}^{L-K} W_i^q \times (W_{i+1}^q)^* + \sum_{i=L-K+1}^{L-1} W_i^q \times \\
 &\quad \times (W_{i-l+K}^p)^* \leq R_{b_{2,2}}^{qp}(l); \\
 R_{b_{1,3}}^{qp}(l) &\leq \sum_{i=0}^{L-K} W_i^q \times (W_{i+1}^p)^* + \sum_{i=L-K+1}^{L-1} W_i^q \times \\
 &\quad \times (W_{i-l+K}^q)^* \leq R_{b_{2,3}}^{qp}(l); \\
 R_{b_{1,4}}^{qp}(l) &\leq \sum_{i=0}^{L-K} W_i^p \times (W_{i+1}^p)^* + \sum_{i=L-K+1}^{L-1} W_i^p \times \\
 &\quad \times (W_{i-l+K}^q)^* \leq R_{b_{2,4}}^{qp}(l); \\
 R_{b_{1,5}}^{qp}(l) &\leq \sum_{i=0}^{L-K} W_i^p \times (W_{i+1}^q)^* + \sum_{i=L-K+1}^{L-1} W_i^p \times \\
 &\quad \times (W_{i-l+K}^p)^* \leq R_{b_{2,5}}^{qp}(l); \quad (3)
 \end{aligned}$$

причем $l = \overline{1, L-1}$, для всевозможных сочетаний q и p , $q = \overline{1, N}$, $p = \overline{1, N}$, $q \neq p$, где $R_{b_{1,j}}^{qp}(l)$ и $R_{b_{2,j}}^{qp}(l)$ – заданные (требуемые) реализации ПФВК и СФВК.

3. Исследования показывают, что существенные затруднения в преодолении скрытности функционирования радиоканалов могут быть созданы за счет придания сигналам свойства «размытости». Введем понятие размытости. Причем вначале сформулируем задачу синтеза одиночного сигнала W^q , обладающего размытостью по циклической свертке. Определим интервал размытости Δx по длительности

$$L - x_2 \leq \Delta x \leq L + x_1, \quad (4)$$

Полагая, что в общем случае

$$|x_1| \neq |x_2|, |x_1|, |x_2| < L,$$

интервал размытости Δy относительно истинных значений цикловой частоты в виде

$$L - y_2 \leq \Delta y \leq L + y_1, \quad (5)$$

причем $|y_1| \neq |y_2|, |y_1|, |y_2| < L$.

Положим, что на основе обработки потока сигналов $W^\vee W^\vee \dots W^\vee$ принимается как истинный либо сигнал

$$W_{x_L}^{\mathfrak{g}} = W_{L-\delta}^{\mathfrak{g}} W_L^{\mathfrak{g}} W_{x_1-L-\delta}^{\mathfrak{g}}, \quad (6)$$

либо

$$W_{x_1}^{\mathfrak{g}} = W_{L-\delta}^{\mathfrak{g}} W_{x_1+\delta}^{\mathfrak{g}} \quad (7)$$

при $\Delta x \geq L$, либо сигнал

$$W_{x_2}^{\mathfrak{g}} = W_{L-x_2}^{\mathfrak{g}}, \quad (8)$$

либо

$$W_{x_{21}}^{\mathfrak{g}} = W_{\delta}^{\mathfrak{g}} W_{L-x_2-\delta}^{\mathfrak{g}} \quad (9)$$

при $\Delta x < L$, где индексы x_1 и x_2 , δ , L , $x_1 + \delta - L$, $L - \delta$, $x_1 + \delta$, $L - x_2 - \delta$ указывают число символов

усеченного сигнала $W^{\mathfrak{g}}$ (первых или последних соответственно расположению его символов $W_{x_1}^{\mathfrak{g}}$ или $W_{x_2}^{\mathfrak{g}}$). Тогда размытость сигналов, заданных (6 – 9) будем представлять совокупностью систем нелинейных параметрических неравенств:

$$\begin{aligned}
 R_{a_1}(k) &\leq \sum_{i=\delta}^{L-K} W_i^{\mathfrak{g}} (W_{i+k}^{\mathfrak{g}})^* + \sum_{i=L-k+1}^L W_i^{\mathfrak{g}} (W_{i-L+K}^{\mathfrak{g}})^* + \\
 &\quad + \sum_{i=1}^{L-K} W_i^{\mathfrak{g}} (W_{i+k}^{\mathfrak{g}})^* + \sum_{i=L-k+1}^L W_i^{\mathfrak{g}} (W_{i-L+K}^{\mathfrak{g}})^* + \\
 &\quad + \sum_{i=1}^{x_1-L+\mathfrak{g}} W_i^{\mathfrak{g}} (W_{i+k}^{\mathfrak{g}})^* \leq R'_{a_2}(k); \\
 &\quad k = \overline{0, L+x_2}, \quad \text{а)}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{a_1}(k) &\leq \sum_{i=\delta}^{L-K} W_i^{\mathfrak{g}} (W_{i+k}^{\mathfrak{g}})^* + \sum_{i=L-k+1}^L W_i^{\mathfrak{g}} (W_{i-L+K}^{\mathfrak{g}})^* + \\
 &\quad + \sum_{i=1}^{L-K} W_i^{\mathfrak{g}} (W_{i+k}^{\mathfrak{g}})^* + \sum_{i=L-k+1}^L W_i^{\mathfrak{g}} (W_{i-L+K}^{\mathfrak{g}})^* \leq R'_{a_2}(k); \\
 &\quad k = \overline{0, L+x_1}, \quad \text{б)}
 \end{aligned}$$

$$R_{a_2}(k) \leq \sum_{i=1}^{L-x_1} W_i^{\mathfrak{g}} (W_{i-k}^{\mathfrak{g}})^* \leq R'_{a_2}(k), k = \overline{0, L-x_2}, \quad \text{в)}$$

$$\begin{aligned}
 R_{a_1}(k) &\leq \sum_{i=L-\delta}^{L-K} W_i^{\mathfrak{g}} (W_{i+k}^{\mathfrak{g}})^* + \sum_{i=L-k+1}^L W_i^{\mathfrak{g}} (W_{i-L+K}^{\mathfrak{g}})^* + \\
 &\quad + \sum_{i=1}^{L-x_2+\mathfrak{g}} W_i^{\mathfrak{g}} (W_{i+k}^{\mathfrak{g}})^* \leq R'_{a_2}(k); \\
 &\quad k = \overline{0, L-x_2}, \quad \text{г)} \quad (10)
 \end{aligned}$$

где $R'_{a_1}(k)$ и $R'_{a_2}(k)$ – различные реализации ПФАК, задаваемые при синтезе сигналов.

В случае размытости по ПФВК и СФВК в интервале Δx , определяемого как:

$$L - x_2 \leq \Delta x \leq L + x_1,$$

размытость может быть задана совокупностью систем нелинейных неравенств

$$\begin{aligned}
 R'_{b_1}(k) &\leq \sum_{i=\delta}^{L-K} W_i^q (W_{i+k}^{\mathfrak{g}_1})^* + \sum_{i=L-k+1}^L W_i^q (W_{i-L+K}^{\mathfrak{g}_2})^* + \\
 &\quad + \sum_{L=1}^{L-K} W_i^p \times (W_{L+k}^{\mathfrak{g}_2})^* + \sum_{i=L-K+1}^L W_i^p (W_{i-L+K}^{\mathfrak{g}_3})^* + \\
 &\quad + \sum_{i=1}^{L-K} W_i^r \times (W_{i+k}^{\mathfrak{g}_3})^* \leq R'_{b_2}(k); \\
 &\quad k = \overline{0, L+x}, \quad \text{а)}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R'_{b_1}(k) &\leq \sum_{i=\delta}^{L-K} W_i^q (W_{i+k}^{\mathfrak{g}_1})^* + \sum_{i=L-k+1}^L W_i^q (W_{i-L+K}^{\mathfrak{g}_2})^* + \\
 &\quad + \sum_{L=1}^{L-K} W_i^p \times (W_{L+k}^{\mathfrak{g}_2})^* + \sum_{i=L-K+1}^L W_i^p (W_{i-L+K}^{\mathfrak{g}_3})^* \leq R'_{b_2}(k); \\
 &\quad k = \overline{0, L+x}, \quad \text{б)}
 \end{aligned}$$

$$R'_{b_2}(k) \leq \sum_{i=L-\delta}^{L-K} W_i^q \times (W_{i+k}^{\mathfrak{g}_1})^* \leq R'_{b_2}(k), k = \overline{0, L-x_2}, \quad \text{в)}$$

$$R'_{b_1}(k) \leq \sum_{i=L-\delta}^{L-K} W_i^q (W_{i+k}^{\mathfrak{g}_2})^* + \sum_{i=L-k+1}^L W_i^q (W_{i-L+K}^{\mathfrak{g}_2})^* +$$

$$+ \sum_{i=1}^{L-x_2+\delta} W_i^p (W_{i+k}^{q_2})^* \leq R_{b_2}^*(k);$$

$$k = \overline{0, L-x_2}, \quad \text{г) (11)}$$

Таким образом, условие которое должно выполняться для синтезируемой системы сигналов W_m^q , может быть сформулировано следующим образом: словарь $\{W_m^q\}$ удовлетворяет совокупности систем нелинейных параметрических неравенств (10) – (11), т.е. словарь $\{W_m^q\}$ обладает в интервалах Δx и Δy разностью по длительности и цикловой частоте.

4. В каждом из M словарей существуют сигналы $W_{m_1}^{q_1}$ и $W_{m_2}^{q_2}$, авто- и взаимная свертка которых удовлетворяют совокупности неравенств вида (2) и (3);

5. Закон формирования каждого из сигналов W_m^q может быть определен при перехвате не менее L сигналов, то есть по критерию (1) W_m^q обладает структурной скрытностью.

6. Аperiodическая нормированная автосвертка W_m^q удовлетворяет системе нелинейных неравенств

$$r_{a_1}^q(l) \leq \sum_{i=1}^{L-m} W_i^q (W_{i+1}^q)^* \leq r_{a_2}^q(l); \quad (12)$$

$$l = \overline{1, L}, \quad m = \overline{1, L},$$

где $r_{a_1}^q(l)$ и $r_{a_2}^q(l)$ – заданные реализации АФАК.

7. Аperiodическая взаимная свертка удовлетворяет двум системам нелинейных параметрических неравенств

$$r_{b_{1,1}}^{qp}(l) \leq \frac{1}{L-m} \sum_{i=0}^{L-m} W_i^q (W_{i+1}^q)^* \leq r_{b_{1,2}}^{qp}(l);$$

$$l = \overline{1, L}, \quad m = \overline{1, L},$$

$$r_{b_{2,1}}^{rp}(l) \leq \frac{1}{L-m} \sum_{i=0}^{L-m} W_i^p (W_{i+1}^p)^* \leq r_{b_{2,2}}^{rp}(l);$$

$$l = \overline{1, L}, \quad m = \overline{1, L}, \quad (13)$$

8. Целевая функция

$$Int(E) = \sum_{j=1}^n C_j S_j \quad (14)$$

принадлежит интервалу (A, B) , где S_j – значения реализаций функций системы передачи информации, описывающих законы распределения величин аperiodических и периодических функций корреляции, определяющих структурную скрытность сигналов, алгоритмы построения ДС и др., а C_j – соответствующие им штрафы.

Сформулируем задачу синтеза системы сигналов, с учетом основного отличия от системы сигналов, рассмотренной ранее, – длительности некоторых (всех) векторов (сигналов) W^q в каждом из словарей отличаются относительно средней длительности L_{cp} на величину $\pm \Delta L$. Назовем такую систему системой нелинейных сигналов (НС).

Пусть источник дискретных сигналов (ДС) Q_m с максимальной энтропией $H(Q_m = \log p^{L_{cp}})$ выдает L_j -значные над полем $GF(P)$ последовательности такие, что для некоторых или для всех сигналов выполняется условие: $L_i \neq L_j, i, j = \overline{1, N}, i \neq j$, тогда под задачей синтеза НС сигналов будем понимать задачу построения словарей (подмножеств) векторов $\{W_m^q\}, q = \overline{1, H}, m = \overline{1, M}$, вся совокупность которых образует систему НС сигналов, удовлетворяющих следующим условиям.

1. Автосвертка или периодическая функция автокорреляции (ПФАК) каждого из W_m^q ДС удовлетворяет системе нелинейных параметрических неравенств вида (2).

2. Истинными являются условия (12 - 14).

3. Взаимная свертка или стыковые функции автокорреляции (СФВК) $W^q(W^p)$ ДС со стыковыми словарями $W^{pp}(W^{qq}), W^{qp}, W^{pq}$, при условии, что $L_q < L_p$, удовлетворяет совокупности систем нелинейных параметрических неравенств

$$\left\{ \begin{aligned} R_{b_{1,1}}(0) &\leq W_1^q W_1^p + W_2^q W_2^p + \dots + W_\delta^q W_\delta^p + \dots + \\ R_{b_{1,1}}(1) &\leq W_1^q W_2^p + W_2^q W_3^p + \dots + W_\delta^q W_{\delta+1}^p + \dots + \\ R_{b_{1,1}}(2) &\leq W_1^q W_3^p + W_2^q W_4^p + \dots + W_\delta^q W_{\delta+2}^p + \dots + \\ R_{b_{1,1}}(\xi) &\leq W_1^q W_{\xi+1}^p + W_2^q W_{\xi+2}^p + \dots + W_\delta^q W_{\xi+\delta}^p + \dots + \\ R_{b_{1,1}}(Lp) &\leq W_1^q W_{Lp}^p + W_2^q W_1^p + \dots + W_\delta^q W_{\xi-1}^p + \dots + \\ &+ W_{Lq}^q W_{Lq}^p \leq R_{b_{2,1}}(0), a) \\ &+ W_{Lq}^q W_{Lq+1}^p \leq R_{b_{2,1}}(1), a') \\ &+ W_{Lq}^q W_{Lq+2}^p \leq R_{b_{2,1}}(2), \hat{a}) \\ &+ W_{Lq}^q W_\xi^p \leq R_{b_{2,1}}(\xi), \bar{a}) \\ &+ W_{Lq}^q W_{Lp-1}^p \leq R_{b_{2,1}}(Lp), \ddot{a}) \end{aligned} \right. \quad (15)$$

$$\left\{ \begin{aligned} R_{b_{2,1}}(1) &\leq W_1^q W_2^q + W_2^q W_3^q + \dots + W_\delta^q W_{\delta+1}^q + \dots + \\ R_{b_{2,1}}(2) &\leq W_1^q W_3^q + W_2^q W_4^q + \dots + W_\delta^q W_{\delta+2}^q + \dots + \\ R_{b_{2,1}}(3) &\leq W_1^q W_4^q + W_2^q W_5^q + \dots + W_\delta^q W_{\delta+3}^q + \dots + \\ R_{b_{2,1}}(\xi) &\leq W_1^q W_{\xi+1}^q + W_2^q W_{\xi+2}^q + \dots + W_\delta^q W_{\xi+\delta}^q + \dots + \\ &\dots \\ R_{b_{2,1}}(Lq-1) &\leq W_1^q W_{Lp}^p + W_2^q W_1^p + \dots + W_\delta^q W_{\delta-1}^p + \dots + \\ &+ W_{Lq}^q W_1^p \leq R_{b_{2,2}}(1), a) \\ &+ W_{Lq}^q W_2^p \leq R_{b_{2,2}}(2), б) \\ &+ W_{Lq}^q W_3^p \leq R_{b_{2,2}}(3), в) \\ &+ W_{Lq}^q W_\xi^p \leq R_{b_{2,2}}(\xi), г) \end{aligned} \right. \quad (16)$$

$$\dots$$

$$+ W_{Lq}^q W_{Lq-1}^p \leq R_{b_{2,2}}(Lq-1), д)$$

$$R_{b_{1,3}}(0) \leq W_1^q W_1^p + W_2^q W_2^p + \dots +$$

$$+ W_\delta^q W_\delta^p + \dots + W_{Lq}^q W_{Lq}^p \leq R_{b_{2,3}}(0),$$

$$R_{b_{1,3}}(1) \leq W_1^q W_2^p + W_2^q W_3^p + \dots + W_8^q W_{\delta+1}^p + \dots + W_{Lq}^q W_{Lq+1}^p \leq R_{b_{2,3}}(1),$$

$$R_{b_{1,3}}(Lp - Lq + 1) \leq W_1^q W_{Lp-Lq+2}^p + W_2^q W_{Lp-Lq+3}^p + \dots + W_8^q W_{Lp-Lq+\delta-1}^p + \dots + W_{Lq}^q W_1^p \leq R_{b_{2,3}}(Lp - Lq + 1), \quad (6)$$

$$R_{b_{1,3}}(Lp) \leq W_1^q W_{Lp}^p + W_2^q W_1^p + \dots + W_p^q W_{\delta-1}^p + \dots + W_{Lq}^q W_{Lq-1}^p \leq R_{b_{2,3}}(Lp), \quad (7)$$

для всевозможных сочетаний q и p , причем $q, p = \overline{1, N}$, $q \neq p$, где

$$R_{b_{1,1}}(l), R_{b_{1,2}}(l), R_{b_{1,3}}(l), R_{b_{2,1}}(l), R_{b_{2,2}}(l), \text{ и } R_{b_{2,3}}(l),$$

— значения реализаций периодической функции взаимной корреляции (ПФВК) и СФВК.

4. Выполняются условия (15) и (16) для аperiodических авто- и взаимных сверток для всех W^q , $q = \overline{1, N}$ любого сочетания ДС W^q и W^p , $q, p = \overline{1, N}$, $q \neq p$, целевая функция (14) принадлежит интервалу (A, B) .

Подчеркнем, что приведенная постановка задач синтеза НС является более общей, чем постановка задач синтеза РС (вставить обозначение РС в 1 ю часть статьи) сигналов. Подчеркнем также, что как сама постановка задачи синтеза РС (НС) систем сигналов, так и развиваемый подход являются новыми. Поэтому получение даже частных решений позволяет в дальнейшем продвинуться в направлении решения задач синтеза ДС с заданными корреляционными ансамблевыми и структурными свойствами.

В [2] показано, что улучшение ансамблевых, структурных и корреляционных свойств ДС при несущественном усложнении алгоритмов и устройств их формирования, может быть достигнуто на основе применения так называемых составных систем (СС) сигналов. При этом составными будем называть системы сигналов по двум причинам. Во-первых, закон формирования сложных элементов в составном сигнале может изменяться, а во-вторых, сложные элементы, образующие СС, обладают идентичными (близкими) авто- и взаимными корреляционными свойствами, поэтому их взаимное комбинирование не приводит к ухудшению корреляционных свойств и в тоже время позволяет улучшить ансамблевые свойства, повысить структурную скрытность и реализовать режим бегущий код без особого усложнения устройств формирования и обработки.

Сформулируем задачу синтеза СС сигналов. Пусть источник ДС формирует M РС или НС систем сигналов каждая объема N_j , для которых выполняются условия (2)–(3), (12)–(13), и (15)–(16), тогда под задачей построения системы СС сигналов будем понимать процедуру комбинирования сложных элементов, являющихся РС

или НС сигналами, при которых каждый из СС сигналов содержит m сложных элементов и выполняются условия:

1. Целевая функция вида (14) при заданной (заранее выбранной) матрице штрафов принадлежит интервалу (A_c, B_c) ;

2. Авто- и взаимные свертки СС W^{q_c} (ПФАК, ПФВК) с точки зрения максимально допустимых боковых выбросов и дисперсии σ_R не зависят от типа конфигурации образования СС сигнала.

3. Закон формирования всех m сложных сигналов W_i^q СС сигнала изменяется в каждом из сложных элементов.

В такой постановке задача построения СКС систем сигналов сводится к поэтапному решению задач синтеза РС или НС систем сигналов.

Проведенный анализ показал, что решение задач синтеза РС, НС и СС систем сигналов прежде всего связано с исследованием алгебраической структуры систем нелинейных параметрических неравенств (2) – (3), (12) – (14), разработкой подходов и теоретических основ их решения.

Рассмотрим вначале теоретические основы синтеза двух РС сигналов x^q и x^p , не накладывая ограничений размытости вида (10) и (11), а затем сделаем ряд обобщений на случай синтеза N дискретных сигналов, обладающих в том числе и размытыми свойствами. При этом потребуем, чтобы по критерию (1) РС сигналы обладали идеальными структурными свойствами, т.е. такой структурной скрытностью, что при перехвате и поэлементной обработке любого числа l символов РС сигналов нельзя однозначно предсказать оставшимся $L-l$ символов. Это может быть выполнено, если символы в РС сигналах независимы и появляются с равной вероятностью.

С учетом систем вида (2) – (3), для случая синтеза двух дискретных сигналов, совокупность систем нелинейных неравенств имеет вид:

$$\xi^1 a_1(l) \leq \sum_{i=1}^L x_i^q * (x_{i+l}^q)^* \leq \xi^1 a_2(l), l = \overline{0, L-1} \quad a)$$

$$\xi^2 a_1(l) \leq \sum_{i=1}^{L-K} x_i^p * (x_{i+l}^p)^* \leq \xi^2 a_2(l), l = \overline{0, L-1} \quad б)$$

$$\xi^1 b_1(l) \leq \sum_{i=0}^{L-K} x_i^q * (x_{i+l}^p)^* + \sum_{i=L-K+1}^{L-K} x_i^q * (x_{i-L+K}^p)^* \leq \xi^1 b_2(l), l = \overline{0, L-1} \quad в)$$

$$\xi^2 b_1(l) \leq \sum_{i=0}^{L-K} x_i^p * (x_{i+l}^p)^* + \sum_{i=L-K+1}^{L-1} x_i^p * (x_{i-L+K}^p)^* \leq \xi^2 b_2(l), l = \overline{0, L-1} \quad г)$$

$$\xi^3 b_1(l) \leq \sum_{i=0}^{L-K} x_i^q * (x_{i+l}^q)^* + \sum_{i=L-K+1}^{L-1} x_i^q * (x_{i-L+K}^p)^* \leq \xi^3 b_2(l), l = \overline{0, L-1} \quad д) \quad (17)$$

$$\xi^4 b_1(l) \leq \sum_{i=0}^{L-K} x_i^q * (x_{i+l}^p)^* + \sum_{i=L-K+1}^{L-1} x_i^p * (x_{i-L+K}^p)^* \leq$$

$$\leq \xi^4 b_2(l), \quad l = \overline{0, L-1} \quad \text{е)}$$

$$\begin{aligned} \xi^5 b_1(l) &\leq \sum_{i=0}^{L-K} x_i^p * (x_{i+l}^p)^* + \sum_{i=L-K+1}^{L-1} x_i^p * (x_{i-L+K}^q)^* \leq \\ &\leq \xi^5 b_2(l), \quad l = \overline{0, L-1} \quad \text{ж)}$$

$$\begin{aligned} \xi^6 b_1(l) &\leq \sum_{i=0}^{L-K} x_i^p * (x_{i+p}^q)^* + \sum_{i=L-K+1}^{L-1} x_i^p * (x_{i-L+K}^p)^* \leq \\ &\leq \xi^6 b_2(l), \quad l = \overline{0, L-1} \quad \text{з)}$$

В приведенной постановке задача синтеза словарей одного класса сигналов является наиболее обобщенной, так как в ней ставится задача синтеза систем сигналов с заданными корреляционными свойствами, законами формирования, структурными и ансамблевыми свойствами. В частности, необходимо, на наш взгляд, провести исследование алгебраической структуры систем нелинейных параметрических неравенств вида (17).

Литература

- [1] *Ipatov, Valery P.* Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications [Текст] / 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] *Горбенко И.Д.* Алгоритм построения многопозиционных характеристических дискретных сигналов / Радиотехника. Вып. № 101, 1997. С. 3–10.
- [3] *Свердлик М.Б.* Оптимальные дискретные сигналы. – М., 1975. – 200 с.

Поступила в редколлегию 3.04.2012

Горбенко Иван Дмитриевич, фото и сведения об авторе см. на с. 190.

Замула Александр Андреевич, фото и сведения об авторе см. на с. 193.

УДК 621.391.1

Синтез систем сигналов из заданными корреляционными свойствами, законами формирования, структурными и ансамблевыми свойствами / И.Д. Горбенко, О.А. Замула // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2012. – Том 11. № 2. – С. 293–298.

Розглядається задача синтезу дискретних сигналів із заданими кореляційними, структурними і ансамблевими властивостями.

Ключові слова: ансамбль складних сигналів, перешкодостійкість, мінімакський критерій, синтез системи сигналів.

Бібліогр.: 03 найм.

UDC 621.391.1

Synthesis of systems of signals with set cross-correlation properties, forming laws, structural and band properties / I.D. Gorbenko, A.A. Zamula // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2012. Vol. 11. № 2. – P. 293–298.

The problem of synthesis of discrete signals with given correlation, structural and ensemble properties is considered.

Keywords: ensemble of compound signals, interference immunity, minimax criterion, synthesis of a system of signals.

Ref.: 03 items.