



ПОЛИСПЕКТРАЛЬНЫЕ МЕТОДЫ АНАЛИЗА, СИНТЕЗА И ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Г.Н. Бочков, К.В. Горохов, А.А. Дубков, С.Н. Желтов, Г.А. Марков

Рассмотрены методы формирования, передачи и восстановления в приемном устройстве биспектральных структур сигналов для радио-, акустических и оптических систем передачи массивов информации в виде изображений. На основе результатов теоретического расчета и стендовых экспериментов установлено, что биспектральный метод обеспечивает возможность повышения скорости передачи больших информационных массивов в ситуации со значительным уровнем помех, исключающей возможность применения синхронных способов передачи информации.

Введение

К настоящему времени известны и активно развиваются методы полиспектрального анализа случайных процессов в физике плазмы, оптике, акустике, технике и медицине как адекватное средство исследования нелинейной физической природы процессов [1,2].

Авторами предложено [3] использовать спектры высших порядков искусственно генерируемых электромагнитных (вообще говоря, любых волновых) процессов в качестве носителей информационного сигнала. Это, с одной стороны, дает возможность развития высокоинформативных методов полиспектрального зондирования различных физических объектов, а с другой - является принципиально новым шагом в развитии средств и техники связи.

При реализации предлагаемого метода возникают две задачи: во-первых, задача синтеза передаваемого сигнала с заданным спектром n -го порядка; во-вторых, задача полиспектрального анализа принимаемого сигнала и идентификации информации, содержащейся в его спектре n -го порядка, в условиях, когда принимаемый сигнал представляет собой смесь переданного сигнала и помехи.

В данной работе рассматриваются методы решения указанных задач синтеза и анализа для биспектрально-организованных сигналов (БОС), то есть сигналов, имеющих заданную структуру простейшего из полиспектров - спектра 3-го порядка - биспектра. Описывается лабораторный стенд, на котором продемонстрирована возможность передачи информации с помощью БОС [3,4]. Обсуждаются физические основы высокой помехоустойчивости и высокой скорости биспектрального метода передачи информации.

1. Синтез биспектрально-организованных сигналов

1.1. По аналогии со спектральной плотностью мощности

$$P(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \langle X_T(f) X_T^*(f) \rangle / T, \quad (1)$$

биспектр случайного процесса $x(t)$ с ограниченной средней мощностью можно определить как

$$B(f_1, f_2) = \lim_{T \rightarrow \infty} \langle X_T(f_1) X_T(f_2) X_T^*(f_1 + f_2) \rangle / T, \quad (2)$$

где $X_T(f) = \int_{-T/2}^{T/2} [x(\tau) - \langle x(\tau) \rangle] \exp(-i2\pi f\tau) d\tau$; «*» - комплексное сопряжение. Для стационарных случайных процессов формулы (1) и (2), как показано в [5], эквивалентны широко известным определениям спектра мощности и биспектра через преобразования Фурье корреляционных функций 2-го и 3-го порядков [1,2].

В широком смысле задача синтеза БОС может быть сформулирована как задача синтеза такого сигнала $x(t)$, биспектр которого в базовой области $f_1 \geq f_2 \geq 0$ биспектральной плоскости тождествен (или почти тождествен) некоторой комплексной функции $B_0(f_1, f_2)$, задаваемой парой поверхностей

$$b_0(f_1, f_2) = |B_0(f_1, f_2)| \text{ и } \Psi_0(f_1, f_2) = \arg\{B_0(f_1, f_2)\} \text{ (или } \text{Re}\{B_0(f_1, f_2)\} \text{ и } \text{Im}\{B_0(f_1, f_2)\}).$$

Вместе с тем, столь общая постановка задачи синтеза для широкой области приложений не является конструктивной, так как не учитывает возможностей проведения последующего анализа синтезированного сигнала и восстановления содержащейся в его биспектре информации.

Поясним это, ориентируясь на широкий класс методов цифрового биспектрального анализа [1], которые базируются на использовании алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ) и при осуществлении анализа в полосе частот от 0 до F_{\max} с шагом $\Pi = F_{\max}/M$ обеспечивают вычисление $[M^2/4]^*$ отсчетов биспектральной оценки в декартовой сетке частот $\{(n\Pi, m\Pi), m \leq n \leq M-m, l \leq m \leq [M/2]\}$. Получаемые при этом отсчеты $B^\wedge(n\Pi, m\Pi)$ при условии, что анализируемый процесс обладает соответствующим эргодическим свойством, с ростом времени наблюдения стремятся к величинам

$$B_w(n\Pi, m\Pi) = \langle B^\wedge(n\Pi, m\Pi) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} df_1 df_2 W(n\Pi - f_1, n\Pi - f_2) B(f_1, f_2). \quad (3)$$

В соотношении (3) функция биспектрального окна $W(f_1, f_2)$ удовлетворяет условию нормировки

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} df_1 df_2 W(f_1, f_2) = \Pi_w^2 W(0, 0) = 1 \quad (4)$$

где Π_w - эквивалентная ширина биспектрального окна. Совокупность отсчетов сглаженного биспектра (3) при заданном биспектральном окне $W(f_1, f_2)$ и шаге анализа в частотной области Π будем называть *биспектр-образом* сигнала $x(t)$. Как видим, даже если результатом решения задачи синтеза будет сигнал с требуемым биспектром $B_0(f_1, f_2)$, результатом анализа этого сигнала, вообще говоря, могут быть различные биспектр-образы в зависимости от выбранных разрешения и формы биспектрального окна.

Исходя из этого, целесообразно сузить задачу синтеза БОС и сформулировать ее как задачу синтеза сигнала с определенным биспектр-образом $\{B_w(n\Pi, m\Pi)\}$. Естественным подходом к решению этой задачи является

* Здесь и далее [...] - целая часть числа внутри скобок

формирование сигнала

$$x(t) = \sum_{m=1}^{\lfloor M/2 \rfloor} \sum_{n=m}^{M-m} g_{n,m}(t) \quad (5)$$

в виде суммы некоторых элементарных сигналов $g_{n,m}(t)$, каждый из которых отвечает за образование соответствующего отсчета биспектр-образа $B_W(n\Pi, m\Pi)$. При этом для обеспечения независимости образуемых отсчетов биспектр-образа суммарного сигнала элементарные сигналы должны быть взаимонезависимы и их собственные биспектр-образы $\{B_{W^{n,m}}(n\Pi, m\Pi)\}$ должны удовлетворять соотношению

$$B_{W^{n,m}}(n_1\Pi, m_1\Pi) = \begin{cases} B_W(n\Pi, m\Pi), & \text{при } (n_1, m_1) = (n, m), \\ 0, & \text{при } (n_1, m_1) \neq (n, m). \end{cases} \quad (6)$$

Этот подход к решению задачи синтеза сигналов с заданными биспектральными свойствами используется в изложенном ниже способе синтеза квазидетерминированных БОС.

1.2. Как следует из (2), биспектр описывает статистическую связанность троек спектральных компонент на гармонически связанных частотах f_1, f_2 и $f_3 = f_1 + f_2$. Поэтому в основе принципа действия любого синтезатора БОС лежит некоторый способ, обеспечивающий требуемую степень биспектральной связанности триплетов спектральных составляющих генерируемого БОС.

Предложенные в [6,7] аналоговые методы синтеза БОС связаны с формированием случайных процессов с изменяющимися во времени амплитудами и/или фазами взаимосвязанных спектральных составляющих, порождаемых нелинейными преобразованиями исходных шумовых сигналов. При этом принципиальные трудности синтеза заключаются в обеспечении стационарности и строгой определенности статистических характеристик задающих генераторов исходных шумов [6].

Основная идея способа синтеза квазидетерминированного БОС, впервые предложенного в работе [8], заключается в том, что в качестве отдельных его элементов, образующих соответствующие отсчеты биспектр-образа, используются биспектрально связанные триплеты

$$g_{(n,m)}(t) = \sum_{k=1}^3 2A_{(n,m),k} \cos(2\pi F_{(n,m),k} t + \varphi_{(n,m),k}), \quad (7)$$

где $F_{(n,m),3} = F_{(n,m),1} + F_{(n,m),2}$; $\varphi_{(n,m),1}, \varphi_{(n,m),2}$ - независимые равномерно распределенные в $[0, 2\pi]$ случайные фазы; $\varphi_{(n,m),3} = \varphi_{(n,m),1} + \varphi_{(n,m),2} - \Psi_{(n,m)}$; $\Psi_{(n,m)}$ - бифаза (n,m) -го триплета. При этом, стабильность биспектральных характеристик синтезируемого сигнала обеспечивается высокой стабильностью, гармонической связанностью и взаимосфазированностью составляющих элементарных триплетов.

Структура биспектра $S_3(f_1, f_2)$ (его несглаженный биспектр-образ) синтезируемого сигнала $x(t)$ представляет собой совокупность $\lfloor M^2/4 \rfloor$ пиков в точках $(F_{(n,m),1}, F_{(n,m),2})$ биспектральной плоскости. Эти точки должны быть расположены достаточно близко к соответствующим отсчетным точкам $(n\Pi, m\Pi)$ так, чтобы

$$W(n_1\Pi - F_{(n,m),1}, m_1\Pi - F_{(n,m),2}) \equiv \begin{cases} W(0,0), & \text{при } (n,m) = (n_1, m_1); \\ 0, & \text{при } (n,m) \neq (n_1, m_1). \end{cases} \quad (8)$$

Интенсивности и фазы биспектр-образа в этих точках являются двумя независимыми биспектральными параметрами соответствующих триплетов (7)

$$|B_W(n\Pi, m\Pi)| = (1 + \delta_{nm}) A_{(n,m),1} A_{(n,m),2} A_{(n,m),3} / \Pi W^2, \quad (9)$$

$$\arg B_W(n\Pi, m\Pi) = \Psi_{(n,m)} = \varphi_{(n,m),1} + \varphi_{(n,m),2} - \varphi_{(n,m),3}, \quad (10)$$

где δ_{nm} - символ Кронекера.

Несвязанность составляющих, относящихся к различным триплетам и, следовательно, однозначность биспектр-образа БОС в целом обеспечивает *принцип запрета*: любая тройка частот составляющих различных триплетов не должна образовывать гармонически связанную тройку частот, то есть

$$F_{(n_1,m_1),i} + F_{(n_2,m_2),j} \begin{cases} = F_{(n_3,m_3),k}, & \text{при } (n_1,m_1)=(n_2,m_2)=(n_3,m_3) \text{ и } i=1, j=2, k=3; \\ \neq F_{(n_3,m_3),k}, & \text{при других } (n_1,m_1), (n_2,m_2), (n_3,m_3) \text{ и } i, j, k. \end{cases} \quad (11)$$

Таким образом, квазидетерминированный БОС содержит $[M^2/4]$ биспектрально связанных триплетов, для формирования которых необходимо, в общем случае, до $k_M=3[M^2/4]$ гармонических составляющих.

В [8] был предложен способ организации триплетов синтезируемого сигнала, который обеспечивает существенное уменьшение полного числа гармонических составляющих и предполагает использование двух групп «опорных» составляющих. Первая из них включает составляющие на частотах $F_{(n,m),1} = F_{m,1}$, каждая из которых является общей для триплетов, отвечающих элементам $B_W(n\Pi, m\Pi)$ биспектр-образа с одинаковыми значениями индекса n . А каждая из компонент второй группы составляющих на частотах $F_{(n,m),2} = F_{m,2}$ является общей для триплетов, соответствующих элементам $B_W(n\Pi, m\Pi)$ с одинаковыми значениями индекса m . При этом для каждого триплета $g_{(n,m)}(t)$ БОС независимой - информативной составляющей является составляющая на суммарной частоте $F_{(n,m),3} = F_{n,1} + F_{m,2}$.

Таким образом, одним из возможных способов выбора частот составляющих синтезируемых триплетов может быть следующий:

$$\begin{cases} F_{(n,m),1} = F_{n,1} = n\Pi + \Delta_{n,1}, & 1 \leq n \leq M-1, \\ F_{(n,m),2} = F_{m,2} = m\Pi + \Delta_{m,2}, & 1 \leq m \leq [M/2], \\ F_{(n,m),3} = F_{n,1} + F_{m,2}, & 1 \leq m \leq [M/2]; m \leq n \leq M-m; \end{cases} \quad (12)$$

где смещения $\Delta_{k,i}$ выбираются так, чтобы с одной стороны удовлетворить условиям однозначности биспектр-образа (11), а с другой - обеспечить для выбранного окна $W(f_1, f_2)$ требуемую точность выполнения условия (8).

При цифровой реализации синтеза квазидетерминированного БОС целесообразно использовать такую последовательность операций.

А. Для заданного биспектр-образа $B(n\Pi, m\Pi)$ согласно (9),(10) определяются амплитуды и фазы $k_M = (M-1) + [M/2] + [M^2/4]$ составляющих БОС в частотной области $X(f)$

$$\begin{aligned} X(f) = & \sum_{n=1}^{M-1} A_{n,1} \exp(i\varphi_{n,1}) \delta(f - F_{n,1}) + \sum_{m=1}^{[M/2]} A_{m,2} \exp(i\varphi_{m,2}) \delta(f - F_{m,2}) + \\ & + \sum_{m=1}^{[M/2]} \sum_{n=m}^{M-m} A_{(n,m),3} \exp(i\varphi_{(n,m),3}) \delta(f - F_{(n,m),3}), \quad f \geq 0. \end{aligned} \quad (13)$$

При этом, как следует из (9),(10), амплитуды и фазы опорных составляющих произвольны в общем случае и могут быть получены с помощью датчика случайных чисел.

Б. Посредством обратного дискретного преобразования Фурье вычисляется реализация БОС $x(t)$ во временной области. Отметим, что для выполнения этой операции с использованием алгоритмов БПФ, все частоты $F_{(n,m),i}$ должны быть кратны некоторой частоте f_0 .

Синтез БОС, у которых частоты составляющих кратны некоторой заданной частоте f_0 , целесообразно осуществлять, в общем случае, как при цифровой, так и при аналоговой реализации биспектр-синтезаторов. Это обусловлено тем, что синтезируемый сигнал при этом является периодическим, и в результате анализа его биспектра на периоде $T=1/f_0$, содержащем всю информацию о каждом из $[M^2/4]$ элементов БОС, заданный биспектр-образ сигнала может быть восстановлен безошибочно.

Анализ наборов частот триплетов (12) с учетом условий (8),(11) позволил найти семейство периодических квазидетерминированных БОС [8], имеющих при заданном M минимальную длительность периода

$$T = (2[M/2] - 1)Q/\Pi. \quad (14)$$

Здесь параметр Q выбирается, исходя из требуемой степени идентичности передаваемого и принимаемого биспектр-образов [8]: чем больше Q , тем точнее выполняется условие их близости (8). Вместе с тем, как следует из (14), выбор параметра Q должен осуществляться на основе разрешения противоречия между требованиями повышения близости передаваемого и принимаемого биспектр-образов и снижения длительности периода БОС. Чем ближе форма частотных характеристик узкополосных фильтров применяемого биспектр-анализатора к идеальной прямоугольной, а биспектральное окно - к идеальному шестиугольному окну

$$W(f_1, f_2) = 4/(3\Pi^2)\lambda_{\Pi}(f_1)\lambda_{\Pi}(f_2)\lambda_{\Pi}(f_1+f_2), \quad (15)$$

где $\lambda_{\Pi}(f)=\{1, \text{при } |f| \leq \Pi/2; 0, \text{при } |f| > \Pi/2\}$, тем ближе может быть параметр Q к значению 2, являющемуся минимальным для разработанных алгоритмов синтеза [8].

2. Биспектральный анализ

В теории и практике цифрового биспектрального оценивания известно несколько различных методов измерения биспектров [1,9]. Как показывает анализ, наиболее экономичными (как по требуемым объемам памяти ЭВМ, так и по времени вычислений) являются так называемые методы прямого типа, основанные на определении биспектра (2).

Алгоритмы биспектрального оценивания прямого типа включают в себя, в соответствии с (2), следующие две основные операции: оценивание с заданным разрешением по частоте Π_0 комплексного спектра сигнала $X_T(f)$ и вычисление корреляций 3-го порядка (бикорреляций) между спектральными компонентами на гармонически связанных частотах. При этом в зависимости от того, как производят усреднение при вычислении бикорреляций, различают методы с усреднением по времени, по частоте и смешанные. Как показано в [9], наиболее экономичными по требуемому объему вычислений являются алгоритмы, использующие только усреднение по времени. Их применение позволяет обеспечить прием и обработку передаваемой информации в текущем времени.

С другой стороны, для анализа квазидетерминированных БОС, имеющих в биспектре достаточно насыщенные информационные образы, более предпочтительными оказываются алгоритмы биспектрального оценивания на основе метода комплексной демодуляции [1,9]. Этот метод является фактически наиболее экономичным способом получения биспектральных оценок прямого типа с усреднением в частотной области [9]. Поэтому оценки на основе комплексной демодуляции обладают преимуществами оценок с усреднением в частотной области по сравнению с оценками, использующими только усреднение по времени. В частности, при достаточно большой длине сегмента данных, по которым вычисляются комплексные члены демодуляции, и разрешении, равным шагу синтеза Π , эффективное биспектральное окно очень близко к идеальному окну (15) [9]. Если при этом длина указанного сегмента равна периоду БОС T , то в этих

оценках, как показали тестовые эксперименты, практически полностью подавляются вклады «паразитных» спектральных троек на частотах f_1 , f_2 , $f_3=f_1+f_2+n/T$ ($n \neq 0$). Влияние таких небиспектральных троек, определяющее статистические ошибки анализа, обусловлено в общем случае конечностью времени измерения.

Результаты теоретического анализа точности биспектральных измерений, проведенного для методов биспектрального оценивания прямого типа, приведены в [10]. Как показано в [10] (где также приведены результаты анализа точности измерений спектра мощности), негауссовость анализируемого процесса приводит к возникновению оптимального значения полосы анализа, при котором для заданного времени измерения обеспечивается наилучшее качество биспектральной оценки. Это обстоятельство приобретает принципиальное значение при приеме и анализе искусственных БОС, где при заранее известных статистических характеристиках высоких порядков сигналов оптимальная полоса биспектрального анализа может быть точно рассчитана.

3. Биспектральный канал передачи информации

3.1. Рассмотренные выше методы синтеза и анализа реализованы авторским коллективом на лабораторном стенде (рис. 1), моделирующем биспектральный канал связи. Передающая сторона включает в себя компьютер-синтезатор, на котором программным способом осуществляется синтез информационного квазидетерминированного БОС. Синтезированный цифровой сигнал преобразуется в аналоговый с помощью цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) и после необходимого сглаживания в блоке фильтров низкой частоты (ФНЧ) поступает на передатчик, через который сигнал попадает в линию связи. В качестве линии связи на стенде предусмотрены акустический, сверхнизкочастотный электромагнитный и инфракрасный каналы распространения сигнала. На принимающей стороне сигнал с приемного датчика после необходимого ограничения по спектру в блоке ФНЧ преобразуется посредством аналого-цифрового преобразователя (АЦП) в цифровой сигнал, который подвергается биспектральному анализу в компьютере-анализаторе. Программное обеспечение биспектрального анализа позволяет проводить обработку и восстанавливать передаваемые образы на экране монитора как в режиме однократного отсчета (когда выводится только конечный результат обработки сигнала, принятого в течение требуемого интервала времени), так и в режиме текущего наблюдения (когда производится скользящее усреднение биспектральной оценки по времени). Последний режим позволяет не только следить за процессом формирования биспектр-образа, но и принимать биспектр-образы, изменяющиеся во времени. В диапазоне до 500 Гц режим текущего наблюдения обеспечивает проведение биспектрального анализа принимаемых сигналов в реальном масштабе времени.

Вычислительная техника стенда представлена двумя компьютерами 486DX2 со встроенными 12-ти разрядными АЦП/ЦАП (L-1210) с частотами квантования до 90 кГц. Блоки ФНЧ на передающей и принимающей сторонах стенда представляют собой ФНЧ Бесселя 8-го порядка с задаваемой частотой среза (2 Гц, 20 Гц, 2.5 кГц, 10 кГц) и регулируемым коэффициентом передачи в полосе пропускания (0 дБ ÷ 66 дБ).

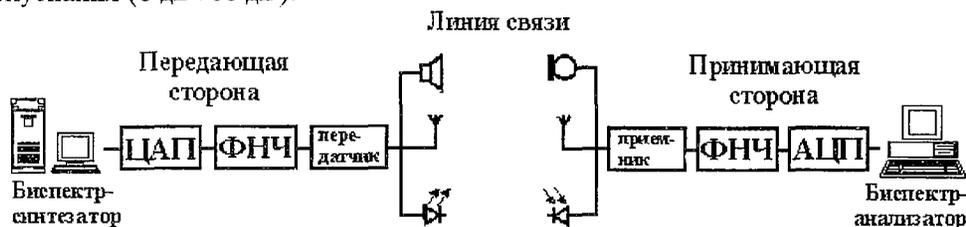


Рис. 1. Структурная схема лабораторного стенда

Рис. 2 иллюстрирует результаты демонстрационного сеанса передачи определенного информационного массива по инфракрасному каналу во время доклада авторов на юбилейной конференции ННГУ [11,12], посвященной «100-летию радио» и «50-летию радиофизики», что символически отражено на двух рельефах, переданных одним биспектрально организованным сигналом (рис. 2, в-е).

Сформированный в компьютере-синтезаторе квазидетерминированный БОС (с параметрами $M=100$ и $Q=247/99$) выводился через ЦАП со скоростью 8160 отсч./с так, что длина периода составила 24.7с. В пространство сигнал излучался с помощью ИК передатчика, выполненного на базе светодиода АЛ-107.

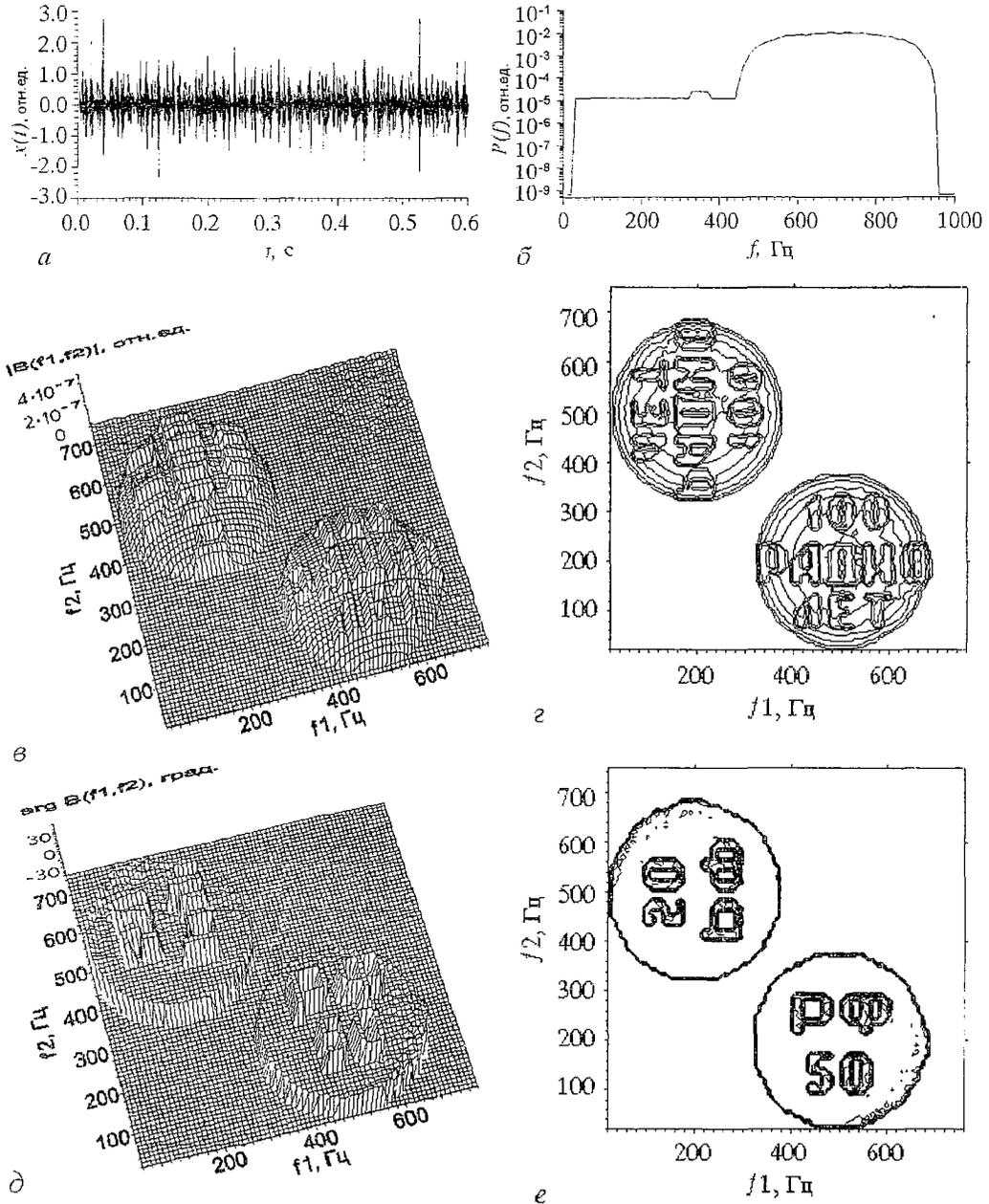


Рис. 2. Результаты синтеза биспектрально организованного сигнала, передачи его по каналу связи, спектральной и биспектральной обработки принятого сигнала: фрагмент сигнала - (а), спектр мощности - (б), рельеф модуля биспектра - (в) и его сечения - (з), рельеф бифазы - (д) и его сечения - (е)

Прием сигнала осуществлялся посредством ИК приемника с фотодиодом ФД-7Г и расположенного от передатчика на расстоянии 5 м. Частота среза ФНЧ на приемной и передающей сторонах была 2.5 кГц. На стенде были успешно проведены также тестовые исследования акустического и НЧ электромагнитного каналов передачи информативных БОС [11].

3.2. Качественным отличием биспектрального способа организации системы связи является то, что одновременная передача информации сразу обо всех структурных элементах сообщения по одному каналу, в отличие от спектрального метода, осуществляется в виде изображений или рельефов. Эта особенность является физической основой высокой помехоустойчивости и высокой информативности передаваемого сигнала при наличии широкого класса помех. Метод обеспечивает возможность резкого ускорения передачи больших массивов информации. Нетрудно показать, что величина скорости передачи $C = I/TF_{\max}$, отнесенная к единице используемой полосы F_{\max} , для спектрального метода организации параллельной передачи элементов сообщения не зависит от числа I одновременно передаваемых элементов и падает с увеличением базы $ТП$ отдельных подканалов системы как $C_p = 1/ТП$. В то же время, при организации биспектральной системы параллельной передачи элементов сообщения, в силу того, что с ростом базы $ТП$ число одновременно передаваемых элементов $I = [M^2/4]$ может расти по квадратичному закону $I \approx (ТП)^2$, скорость передачи $C_B = 1/4Q$ не зависит от величины базы отдельных подканалов системы и определяется, в конечном счете, только параметром синтеза БОС Q . Отсюда видно, что при одинаковых значениях базы $ТП$ спектральной и биспектральной систем передачи, относительный выигрыш биспектральной системы по скорости

$$C_B/C_p = ТП/(4Q) \quad (16)$$

может достигать при $ТП \gg 4Q$ весьма существенных значений. Это иллюстрируется таблицей, где для ряда значений $ТП$ приведены значения отношения (16) при $Q=2$. Заметим также, что для сигнала на рис. 2, синтезированного при $Q=247/99 \approx 2.49$ и переданного по инфракрасному каналу при величине базы подканала $ТП=247$, соотношение (16) дает $C_B/C_p = 99/4 = 24.75$.

Приведем результаты расчета помехоустойчивости спектральной и биспектральной систем передачи I двоичных элементов сообщения к аддитивному белому гауссовому шуму. В таблице относительный выигрыш биспектральной системы по скорости сопоставляется со значениями $(h^2/I)_p / (h^2/I)_B$ - энергетического выигрыша биспектральной системы (здесь $h^2 = E/PN_0$, где E - энергия сигнала, N_0 - односторонняя спектральная плотность мощности шума) при нескольких заданных вероятностях ошибки P в отдельных подканалах системы. Данное сопоставление показывает, что, если при относительно небольших значениях базы ($ТП=30 \dots 100$) переход от спектрального к биспектральному методу дает выигрыш в скорости ценой увеличения энергетических затрат на передачу единицы информации (пусть даже и не слишком большого, как при $ТП=100$), то

Таблица

ТП	C_B/C_p	$(h^2/I)_p / (h^2/I)_B$, дБ		
		$P=10^{-2}$	$P=10^{-3}$	$P=10^{-4}$
30	3.75	-2.77	-2.91	-3.06
100	12.5	-0.67	-0.69	-0.70
300	37.5	0.08	0.27	0.33
1000	125.	0.13	0.41	0.56

при $T\Pi \geq 300$ этот переход обеспечивает как выигрыш по энергетике, так и существенный выигрыш по скорости передачи.

3.3. Принципиальные возможности к передаче информации для любого канала связи характеризуются, как известно, его пропускной способностью, которая определяется как максимальная средняя скорость безошибочной передачи при неограниченной продолжительности сеанса связи. В свою очередь, пропускная способность зависит от фонового уровня собственных шумов канала.

Для спектрального канала этот уровень задается естественным спектром мощности помехи и определяется известной линейной флуктуационно-диссипационной теоремой (ФДТ) Найквиста - Каллена - Велтона [13]. Рецепты для расчета естественных уровней спектров высших порядков дают обобщенная нелинейная ФДТ [14-16] и вытекающие из нее нелинейные флуктуационно-диссипационные соотношения. В частности, биспектр естественных шумов как мешающий фон биспектрального канала определяется квадратичной ФДТ Ефремова - Стратоновича [17,18].

Одним из основных источников шума в канале является входной усилитель приемника. В свою очередь, минимальный уровень собственного шума усилителя определяется естественным шумом и нелинейностью входной цепи. Для безынерционного усилителя, вольт-амперная характеристика входного элемента которого

$$U = R_1 J + 1/2 R_2 J^2 + \dots, \quad (17)$$

линейная ФДТ определяет спектр мощности

$$P_N(f) = 2k_B \Theta R_1, \quad (18)$$

а квадратичная ФДТ - биспектр

$$B_N(f_1, f_2) = 6(k_B \Theta)^2 R_2, \quad (19)$$

эффективной флуктуационной ЭДС на входе усилителя. В (18),(19) k_B - постоянная Больцмана, Θ - абсолютная температура входных цепей приемника. Как следует из (19), для линейного усилителя ($R_2 \rightarrow 0$) естественный биспектральный фон исчезающе мал и биспектральный метод приема информационных сигналов выступает в данном случае как «метод темного поля». Для того, чтобы охарактеризовать биспектральный фон в более реалистических ситуациях, когда входной усилитель имеет определенный коэффициент нелинейности $\eta = R_2 J / R_1$, сопоставим величины отношений «сигнал - шум»

$$(S/N)_P = P_S(n\Pi) / P_N(n\Pi), \quad (20a)$$

$$= P_n / (4k_B \Theta \Pi), \quad (20b)$$

$$(S/N)_B = \{ |B_S(n\Pi, m\Pi)| / B_N(n\Pi, m\Pi) \}^{2/3} \quad (21)$$

на выходах отдельных подканалов спектрального и биспектрального приемников, соответственно. В (20) $P_S(n\Pi) = P_n = 2A_n^2 / R_1$ - мощность гармонической составляющей спектрально-организованного сигнала на входе приемника, имеющей амплитуду $2A_n$, частоту $F_n = n\Pi$ и обеспечивающей передачу n -го элемента сообщения. Используя (9),(19), отношение «сигнал - шум» (21) для биспектрального приемника, нетрудно выразить через величину мощности на входе приемника $P_{(n,m)} = 6A^2 / R_1$, обусловленной (n,m) -м триплетом (7) БОС при $A_{(n,m),1} = A_{(n,m),2} = A_{(n,m),3} = A$ ($n \neq m$), и представить в аналогичном формуле (20б) виде

$$(S/N)_B = P_{(n,m)} / (4k_B \Theta_{eff} \Pi), \quad (22)$$

В (22) величина

$$\Theta_{eff} = 3(4.5k_B\Theta\Pi R_2^2/R_1^3)^{1/3}\Theta \quad (23)$$

имеет смысл потенциальной эффективной шумовой температуры биспектрального приемника и для квазилинейных усилителей принимает значения существенно более низкие, чем реальная температура Θ . Так при $\Theta=300$ К, $\Pi=1$ Гц, $R_1 = 50$ Ом и $R_2=50$ Ом/А (коэффициент нелинейности $\eta=0.1\%$ при $J=1$ мА) вычисления эффективной температуры (23) дают $\Theta_{eff}\approx 10^{-5}$ К.

Заключение

В работе изложены основы формирования, передачи и воспроизведения в приемном устройстве биспектральных структур сигналов для радио-, акустических и оптических систем передачи массивов информации в виде изображений и рельефов. Предложен способ и разработаны экономичные алгоритмы биспектрального синтеза информационных биспектрально-организованных сигналов на основе элементарных сигналов, представляющих собой биспектрально-связанные тройки монохроматических компонент. Стабильность биспектральных характеристик синтезированного квазидетерминированного сигнала обеспечивается высокой стабильностью, гармонической связанностью и взаимосвязанностью составляющих его элементарных триплетов.

Найдены адекватные процедуры биспектрального анализа квазидетерминированных биспектрально организованных сигналов. Исследованы фундаментальные пределы чувствительности биспектральных приемников.

Описан стенд полиспектрального анализа и синтеза сигналов и шумов, на котором продемонстрирована несинхронная передача информационных массивов (изображений и рельефов) акустическими и электромагнитными биспектрально-организованными сигналами. На основе результатов теоретического расчета и стендовых экспериментов установлено, что биспектральный метод обеспечивает возможность повышения скорости передачи больших информационных массивов в ситуации со значительным уровнем помех, приводящей к необходимости использования сигналов с большой базой и исключающей возможность применения синхронных способов передачи информации.

Авторы благодарны за интерес к работе, обсуждение результатов и полезные замечания В.А. Звереву, В.И. Тихонову, В.Н. Харисову, Ю.П. Палочкину, А.В. Резвову, Д.И. Трубецкову.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 96-02-18027а) и МНТП «Конверсия и высокие технологии» (проект №35-01-01).

Библиографический список

1. Никитас Х.Л., Рагувер М.Р. Биспектральное оценивание применительно к цифровой обработке сигналов // ТИИЭР. 1987. Т.75, №7. С.5.
2. Mendel J.M. Tutorial on Higher- Order Statistics (Spectra) in Signal Processing and System Theory: Theoretical Results and Some Applications // Proc. IEEE. 1991. Vol.79, №3. P.278.
3. Бочков Г.Н., Горохов К.В., Марков Г.А. Способ передачи сообщения и устройство для его осуществления // Заявка на патент РФ № 94023814. 1994. Положительное решение от 20.08.96.
4. Bochkov G.N., Gorokhov K.V., Dubkov A.A., Zheltov S.N., Markov G.A., Rezvov A.V. Analysis and Synthesis of High-Order Correlations and Polyspectral Structures of Signals // Proc. 7th Vilnius Conf. «Fluctuation Phenomenon in Physical Systems». Palanga, Lithuania: Vilnius Univ. Press, 1994. P. 244.

5. Дубков А.А., Малахов А.Н. К статистике обобщенных телеграфных сигналов // Изв. вузов. Радиофизика. 1978. Т.21, №9. С.81.
6. Sasato K., Sato T. A bispectral synthesizer // J. Acoust. Soc. Am. 1979. Vol.65, №3, P.732.
7. Sasaki K., Sato T., Kano M. A synthesizer of random signals with bispectral characteristics - a machine noise simulator // J. Acoust. Soc. Am. 1981. Vol.69, №1. P.286.
8. Бочков Г.Н., Горохов К.В. Способ синтеза биспектрально-организованных сигналов // Письма в ЖТФ. 1995. Т.21, В.16. С.27.
9. Huber P.J., Kleiner B., Gasser T., Dumermuth G. Statistical methods for investigating phase relations in stationary stochastic processes // IEEE Trans. Audio and Electroacoust. 1971. AU -19, № 1. P.78.
10. Бочков Г.Н., Горохов К.В., Коннов И.Р. О точности спектральных и биспектральных измерений // Письма в ЖТФ. 1994. Т.20, В.8. С.35.
11. Бочков Г.Н., Горохов К.В., Дубков А.А., Желтов С.Н., Марков Г.А. Полиспектральные методы анализа, синтеза и передачи информации // Тезисы докл. Юбилейной научн. конф., посвященной 100-летию Радио и 50-летию Радиофизического факультета ННГУ. Нижний Новгород, 1995. С.12.
12. Бочков Г.Н., Горохов К.В., Дубков А.А., Желтов С.Н., Марков Г.А. Полиспектральные методы анализа, синтеза и передачи информации // Сб. научн. трудов посв. 100-летию Радио и 50-летию Радиофизического факультета ННГУ «Современные проблемы радиофизики». Нижний Новгород, 1996. С.161.
13. Callen H.B., Welton T.A. Irreversibility and generalized noise // Phys. Rev. 1951. Vol.83. P.34.
14. Бочков Г.Н., Кузовлев Ю.А. К общей теории тепловых флуктуаций в нелинейных системах // ЖЭТФ. 1977. Т.727 С. 238.
15. Бочков Г.Н. Флуктуации в неравновесных радиофизических системах. Горький: Изд-во Горьк. ун-та, 1981.
16. Стратонович Р.Л. Нелинейная неравновесная термодинамика. М.: Наука, 1985.
17. Ефремов Г.Ф. Флуктуационно-диссипационная теорема для нелинейных сред // ЖЭТФ. 1968. Т.55. С. 2322.
18. Стратонович Р.Л. О важнейших соотношениях нелинейной термодинамики необратимых процессов // Вест. МГУ. физ.астр. 1967. №4. С. 84.

*Нижегородский государственный
университет*

*Поступила в редакцию 4.12.96
после переработки 14.03.97*

POLYSPECTRAL METHODS OF ANALYSIS, SYNTHESIS AND TRANSMISSION OF INFORMATION

G.N.Bochkov, K.V.Gorokhov, A.A.Dubkov, S.N.Zheltoy, G.A.Markov

The methods of formation, transmission, and reconstruction of the bispectral structures of signals for radio, acoustic and optical systems of information transmission in the form images and reliefs are considered. It is found that the bispectral methods provide a possibility to increase the transmission speed for large information volumes in a complicate noise situation when the synchronous methods of information transmission are not applicable. This conclusion was made on basis of theoretical computations and laboratory tests.



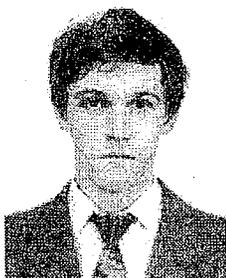
Бочков Герман Николаевич - родился в 1941 году в Горьком. Закончил Горьковский университет (1963), защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук в ГГУ (1973). Доцент кафедры квантовой радиофизики ННГУ. Области научных интересов: статистическая и квантовая радиофизика, флуктуационные явления в нелинейных неравновесных системах. Автор более 100 статей, обзоров и учебных пособий.



Горохов Константин Виталиевич - родился в 1965 году в Брянске. Закончил Горьковский университет (1989). Инженер кафедры квантовой радиофизики ННГУ. Область научных интересов: применение методов полиспектрального анализа и синтеза для решения задач передачи информации, идентификации и диагностики. Опубликовал 12 работ.



Дубков Александр Александрович - родился в 1949 году в Горьком. Закончил Горьковский университет (1972). Защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук в ГГУ (1981). Доцент кафедры математики ННГУ. Области научных интересов: статистическая радиофизика, обработка сигналов, динамический хаос, математическое моделирование. Автор более 50 научных публикаций.



Желтов Сергей Николаевич - родился в 1972 году в Горьком. Закончил Нижегородский государственный университет (1994). Инженер кафедры квантовой радиофизики ННГУ. Аспирант. Области научных интересов: полиспектральный анализ, динамический хаос, цифровая обработка сигналов. Автор 20 статей и докладов на российских и международных научных конференциях.



Марков Герман Анатолievич - родился в 1939 году в Горьком. Закончил Горьковский университет (1963). Защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук в ГГУ (1975). Защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора физико-математических наук в ГГУ (1989). Профессор кафедры электродинамики ННГУ. Области научных интересов: нелинейная электродинамика плазмы, активные плазменные антенны. Автор более 100 публикаций и изобретений.