

5. *Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации* А.Г. Зюко, А.И. Фалько, И.П. Панфилов и др. / Под ред. А.Г. Зюко. – М.: Радио и связь, 1985. – 269 с.
6. *Спутниковые системы связи и вещания. Приложение № 1 (Вып. 1), к ежегоднику «Радиотехника» 1997-1998.* – М: ИПРЖР. – 1997.– 97с.
7. *Спутниковые системы связи и вещания. Приложение № 2 (Вып. 1), к ежегоднику «Радиотехника» 1997-1998.* – М: ИПРЖР. – 1997.– 82с.

Поступила 20.09.2010р.

УДК 621.391

С.Т. Черепков¹, В.В. Юсов²

¹Центральный научно-исследовательский институт навигации и управления, г.Киев

²Центральное управление метрологии и стандартизации, г.Киев

ПОСТРОЕНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ РАДИОСИСТЕМЫ С ПОМОЩЬЮ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫМ РЯДОМ ФУРЬЕ

В статье рассматриваются вопросы разработки математической модели сложной диаграммы направленности. Проанализирована возможность эффективности обработки сложных диаграмм направленности с помощью математической модели.

Введение. В настоящее время в области ракетно-космической техники произошли такие изменения и наметились такие тенденции их развития, которые требуют нового подхода к проблемам траекторных измерений [1-3]. Суть этих изменений, обусловленных дальнейшим развитием и совершенствованием измерительных радиосистем, состоит в решении актуальной проблемы обеспечения требуемых значений точности измерений, пропускной и разрешающей способности измерительных радиосистем на основе использования пространственно-временных сигналов, обладающих улучшенными по сравнению с традиционно используемыми на практике сигналами корреляционными, спектральными и структурными свойствами.

Анализ литературы [4] показал, что повышение пропускной способности измерительных радиосистем возможно за счет использования при пространственно-временной обработке сигналов сложных диаграмм направленности. Использование сложных диаграмм направленности в качестве передающих позволяет формировать зондирующие пространственно-временные сигналы, отличающиеся сложной

(шумоподобной) структурой как по временной так и по пространственным координатам. Однако методы [5] обработки пространственно-временных сигналов обладают рядом существенных недостатков. Одни из них обусловлены неравномерностью диаграммы направленности в секторе обзора, другие – сложностью схемной реализации, так как содержат большое число (хотя и низкочастотных) корреляционных каналов обработки. Поэтому для дальнейшего совершенствования и повышения пропускной способности измерительных радиосистем возникает необходимость разработки математической модели сложной диаграммы направленности в широком секторе обзора измерительной радиосистемы.

В связи с этим **целью статьи** является исследование оптимального построения и формирования сложной диаграммы направленности в виде многоканальной системы обработки сигналов

Изложение основного материала. Для рассмотрения особенностей пространственно-временной обработки при развиваемом нами подходе воспользуемся широко используемыми в теории синтеза антенн [5] разложением амплитудно-фазового распределения в пространственный экспоненциальный ряд Фурье

$$\eta_k(x) = \exp\left\{jk \frac{\pi}{x_M} x\right\}, \quad (1)$$

где: $\eta_k(x)$ – переменная пространственная функция амплитудно-фазового распределения $I(x; t)$;

Это приводит к следующим значениям парциальных распределений

$$f_k(\theta) = \frac{1}{2\mathcal{X}_M} \int_{-x_m}^{x_m} \eta_k(x) \exp\{-j2\pi\theta x\} dx,$$

$$f_k(x) = \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta), \quad (2)$$

и к следующему виду выражения для диаграммы направленности

$$F(\theta; t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} c_{kl} \xi_l(t) \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta). \quad (3)$$

Представим диаграмму направленности в виде

$$F(\theta; t) = |F(\theta; t)| \exp\{j\varphi(\theta; t)\} \quad (4)$$

и преобразовывая (3) к виду

$$F(\theta; t) = \sum_k F_k(t) \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta), \quad (5)$$

$$\text{где } F_k(t) = F(k\Delta\theta; t) = \sum_l C_{kl} \xi_l(t), \quad (6)$$

или с учетом (4) и $|F(\theta; t)| = F_0 = \text{const}, |\theta| \leq \theta_M$

$$F_k(t) = F_0 \exp\{j\varphi_k(t)\} = F_0 \exp\{j\varphi(k\Delta\theta; t)\}, \quad (7)$$

приходим к следующей записи выражения для диаграммы направленности

$$F(\theta; t) = F_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp\{j\varphi(k\Delta\theta; t)\} \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta). \quad (8)$$

Данная диаграмма направленности получена из условия реализации требования непрерывного наблюдения за всем сектором обзора. Действительно, переписывая выражение (8) в виде

$$F(\theta; t) = F_0 \exp\{j\varphi(\theta; t)\} = \left| F_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp\{j\varphi(k\Delta\theta; t)\} \times \right. \quad (9)$$

$$\left. \times \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta) \right| \exp\{j\varphi(\theta; t)\},$$

замечаем, что для удовлетворения непрерывного обзора $|F(\theta; t)| = F_0 = \text{const}$, $|\theta| \leq \theta_M$ необходимо, чтобы

$$\left| \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp\{j\varphi(k\Delta\theta; t)\} \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta) \right| = 1, \quad (10)$$

Учитывая, что $\Delta\theta = \frac{1}{2x_M}$, (10) можно представить в виде выражения

$$\sum_{l=-\infty}^{\infty} \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta) |\exp\{j\varphi(k\Delta\theta; t)\}| \cong 1, \quad (11)$$

которое точно совпадает с (10) в точках дискретизации диаграммы направленности $k\Delta\theta$. Как следует из (11) амплитудная характеристика диаграммы направленности (8)

$$|F(\theta; t)| = F_0, \quad |\theta| \leq \theta_M$$

имеет постоянное значение в секторе обзора, удовлетворяя предъявленному к измерительной радиосистеме требованию непрерывного наблюдения за всем сектором обзора $2\theta_M$.

Учитывая, что требуемая диаграмма направленности $F(\theta; t)$ заданна в области $[-\theta_M; \theta_M]$ и при размещении на интервале определения диаграммы направленности большого числа точек дискретизации, при представлении $F(\theta; t)$ можно пренебречь краевыми эффектами и ограничиться только теми членами ряда (8), которые попадают в диапазон реальных углов

$$F(\theta; t) = F_0 \sum_{k=-m}^m \exp\{j\varphi(k\Delta\theta; t)\} \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta), \quad (12)$$

$$2m + 1 = 2x_M 2\theta_M \gg 1. \quad (13)$$

Что обеспечит формирование верно диаграммы направленности

$$F(\theta) = F_0 \sum_{k=-m}^m \sin c 2\pi x_M (\theta - k\Delta\theta). \quad (14)$$

Перейдем к рассмотрению возможности реализации второго требования, предъявляемого к системе, - требования обеспечения заданной разрешающей способности

$$\Psi(\theta_i; \theta_j) = c \left| \int_{-T}^T F(\theta_i; t) F^*(\theta_j; t) dt \right| \langle \langle 1, \quad (15)$$

$$|\theta_i - \theta_j| \rangle \theta$$

Для этого запишем выражение для функции неопределенности диаграммы направленности (12)

$$\Psi(\theta_1; \theta_2) = c \left| \int_{-T}^T F(\theta_1; t) F^*(\theta_2; t) dt \right| =$$

$$= c \left| \sum_{\kappa=-m}^m \sum_{\kappa=-m}^m \text{sinc} c 2\pi x_M (\theta_1 - k\Delta\theta) \text{sinc} c 2\pi x_M (\theta_2 - l\Delta\theta) \times \quad (16)$$

$$\times \int_{-T}^T \exp\{j[\varphi_k(t) - \varphi_l(t)]\} dt \right|.$$

Как следует из (15) удовлетворение требования обеспечения заданной величины разрешающей способности системы (14) может быть удовлетворено только при взаимной ортогональности весовых функций $\{\exp j\varphi_k(t)\}$ парциальных распределений $\{f_k(\theta)\}$

$$\left| \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \exp\{j[\varphi_k(t) - \varphi_l(t)]\} dt \right| \langle \langle 1, k \neq l, \quad (17)$$

с учетом чего функция неопределенности диаграммы направленности (12) приобретает вид

$$\Psi(\theta_1; \theta_2) \cong \sin c 2\pi x_M (\theta_1 - \theta_2). \quad (18)$$

Функция неопределенности $I(x; t) = \int_{-\theta_m}^{\theta_m} F(\theta; t) \exp\{j2\pi\theta x\} d\theta, |\theta| \leq \theta_m,$

сложной диаграммы направленности совпадает с теоретически предельной [5]. Это указывает на возможность реализации системами со сложными диаграммами направленности своих потенциальных возможностей.

Окраска фазы каждой из ортогональных пространственных составляющих диаграммы направленности $f_k(\theta)$ ортогональными функциями $\varphi_k(\theta)$ делает возможным при обработке сигналов объединение всех

пространственных каналов обработки в один общий с возможностью их дальнейшего разделения на любом этапе линейной обработки с помощью системы оптимальных фильтров или корреляторов. Это приводит к значительному упрощению системы обработки по сравнению с обычно используемой многоканальной системой пространственно-временной обработки, содержащей $(2m + 1)$ высокочастотных временных каналов [6].

На выходе каждого из $2m+1$ каналов диаграммообразующей схемы установлены фазовые модуляторы. Выходные эффекты всех пространственных каналов объединяются путем установки сумматора $[\Sigma]$ на выходе модуляторов. В соответствии с (17) на входе сумматора монохроматические сигналы, приходящие с различных направлений сектора обзора и соответственно снимаемые с различных выходов диаграммообразующей схемы взаимноортогональны.

$$S_k(t) = S_{ok} \exp\{j[2\pi f_0 t + \varphi_k(t) + \varphi_0]\}. \quad (19)$$

Дальнейшая обработка сигналов (19) осуществляется в общем канале временной обработки, содержащем блок высокой частоты, блок корреляционных каналов обработки и решающее устройство. Произвольный коррелятор осуществляет над суммарным колебанием, $u_{\Sigma}(t)$ поступающим с выхода общего канала, следующую операцию

$$Y_k = \left| \int_{-T}^T u_{\Sigma}(t) S_0 \exp\{-j[2\pi f_0 t - \varphi_k(t)]\} dt \right|. \quad (20)$$

Диаграмма направленности $F(\theta; t)$, перекрывающая сектор обзора $2\theta_M$ (12), формируется данной схемой на выходе сумматора и имеет функцию неопределенности, определяемую выражением (18), что позволяет уверенно осуществлять разрешение сигналов при их угловом разnose не меньшем постоянного углового разрешения $\Delta\theta$.

Таким образом, данной схемой осуществляется и сжатие диаграммы направленности. При этом коэффициент сжатия $K_{сж}$ [7] полностью определяется величиной пространственной базы сложной диаграммы направленности (14)

$$K_{сж} = \frac{2\theta_M}{\Delta\theta} = 2m + 1 = 2x_M 2\theta_M. \quad (21)$$

Многоканальная корреляционная обработка может быть заменена одноканальной в случае, если осуществить кодирование выходных сигналов диаграммообразующей схемы таким образом, чтобы значение канала было закодировано во времени задержки сигнала [2,4]. Для этого система модулирующих функций должна иметь циклический

$$\varphi_k(t) = \varphi_0(t - k\Delta t), \quad (22)$$

$$2T - \text{периодический характер } \varphi_0(t) = \varphi_0(t - i2T), i = -\infty, \dots, \infty. \quad (23)$$

В этом случае метод оптимальной фильтрации позволит осуществить формирование выходного эффекта (20) с использованием вместо многоканальной схемы одного канала временной обработки сигналов, в котором установлен оптимальный фильтр с импульсной характеристикой

$$h(t) = \Pi \left[\frac{t}{T} \right] S_0 \exp \{ -j[\omega_0 t - \kappa_0(t)] \}, \quad (24)$$

что позволяет последовательно во времени воспроизвести все выходные эффекты блока корреляционных каналов, так как в моменты времени $t = k\Delta t + i2T$ он оказывается согласованным с сигналом, поступающим из k -го канала диаграммообразующей схемы.

Таким образом, промодулировав парциальные распределения диаграммы направленности (12) ортогональными колебаниями (17), в качестве которых выбраны циклические (22), $2T$ – периодические (23) функции, мы осуществим преобразование пространственного (по координате – θ) распределения полей, поступающих с различных направлений сектора обзора, во временное (по координате – t) распределение сигналов на выходе системы обработки. Формируемая при этом на выходе сумматора (Σ) диаграмма направленности (12) приобретает вид

$$F(\theta; t) = F_0 \sum_{\kappa=-m}^m \exp \{ j\varphi_0(t - k\Delta t) \} \sin c 2\pi x_M(\theta - k\Delta\theta). \quad (25)$$

Учитывая, что точки дискретизации диаграммы направленности (25) выбраны в соответствии с требованиями теоремы Котельникова ($\Delta\theta = 1/2x_M$) и полагая, что количество точек дискретизации диаграммы направленности на интервале $2\theta_M$, равно

$$\frac{2\theta_m}{\Delta\theta} = 2m + 1, \quad (26)$$

и совпадает с числом временных интервалов Δt на интервале $2T$

$$\frac{2T_m}{\Delta t} = 2m + 1, \quad (27)$$

можно от ряда (25) перейти к непрерывной функции, которую он представляет. Тогда (25) преобразуется к виду

$$F(\theta; t) = F_0 \exp \left\{ j\varphi_0 \left(t - \theta \frac{T}{\theta_M} \right) \right\}, |\theta| \leq \theta_M. \quad (28)$$

Выражение (28) описывает собой сложную диаграмму направленности, с постоянной в секторе обзора амплитудной характеристикой, реализующей непрерывное наблюдение за всем сектором обзора $|F(\theta; t)| = F_0 = const, |\theta| \leq \theta_M$. Возможность сжатия диаграммы направленности (28), реализующей требуемую разрешающую способность (15), осуществляется за счет формирования переменноразмерной фазовой характеристики

диаграммы направленности

$$\varphi(\theta; t) = \varphi_0(t - \theta \frac{T}{\theta_M}).$$

путем фазовой глубокой модуляции диаграммы направленности на интервалах ее существования, что обеспечивает получение узкой функции неопределенности диаграммы направленности, определяемой величиной спектра пространственных частот $2x_M$. Как следует из (18), ширина неопределенности соответствует требуемой величине постоянной разрешения

$$\lambda_{\theta} \left\{ c \int_{-T}^T F(\hat{\theta}; t) F^M(\theta + \theta; t) dt \right\} = \frac{1}{2x_M}. \quad (29)$$

Таким образом, использование при разложении амплитудно-фазового распределения базисной системы пространственных экспонциальных функций (1) привело к реализации системы формирования сложной диаграммы направленности в виде многоканальной системы пространственной обработки сигналов, представленной диаграммообразующей схемой, а использование для модуляции парциальных распределений диаграммы направленности ортогональных (17), циклических (22), 2Т – периодических (23) функций, определяющих структуру временной обработки, привело к возможности замены многоканальной временной обработки, свойственной обычно используемым системам обзора и пеленгования [7], одноканальной, сохранив возможность параллельного обзора пространства за счет преобразования пространственного распределения сигналов (полей) на входе системы пространственно-временной обработки во временное распределение на выходе системы обработки [7,8].

Выводы. В заключение отметим, что взаимная ортогональность выходных сигналов диаграммообразующих схем может быть реализована различными способами [8].

Во-первых, разнесением во времени процессов обработки сигналов |различных каналов путем их поочередного подключения к системе обработки (стробирование каналов).

Во-вторых, разносом сигналов отдельных каналов по частоте несущих либо поднесущих колебаний.

В-третьих, реализацией методов кодирования и модуляции, используемых в теории сложных сигналов (различения сигналов по форме).

Все эти методы ортогонализации сигналов приводят к различным схемным построениям и различным возможностям систем пространственно-временной обработки сигналов.

1. Закон України № 608-VI «Про затвердження Загальнодержавної цільової науково-технічної космічної програми України на 2008–2012 роки», прийнятий парламентом 30 вересня 2008 року.
2. *Явтушенко А.М.* Застосування космічних систем в сучасних умовах /А.М. Явтушенко. – К.: НАОУ, 2004. – 347с.
3. *Информационно-измерительные системы с шумоподобными сигналами* /Под ред. Э.Н. Хомякова. МО СССР, 1983.-180с.
4. *Дробович, Орби, Боннасье.* Сжатие диаграммы направленности антенной решетки методом пространственно – временного кодирования. – Зарубежная радиоэлектроника, 1973, № 3, с.13-30.
5. *Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н.* Статистическая теория измерительных радиосистем. –М.: Радио и связь ,1981. - 288с.
6. *Ширман Я.Д.* Разрешение и сжатие сигналов. -М.: Сов.радио,1974. - 360с.
7. *Фалькович С.Е.* Оценка, параметров сигнала. -М.: Сов.радио,1970. - 336с.
8. *Свердлик М.Б.* Оптимальные дискретные сигналы. – М.: Сов. Радио, 1975. – 200 с.

Поступила 27.09.2010р.

УДК 681

А.А.Владимирский, И.А.Владимирский

РАЗРАБОТКА ТЕРМО-АКУСТИЧЕСКОГО ТЕЧЕЙСКАТЕЛЯ А-10Т

В ИПМЭ им. Г.Е.Пухова НАН Украины совместно с АК “Киевэнерго” разработан термо-акустический течеискатель А-10Т. Течеискатель предназначен в первую очередь для определения мест утечек трубопроводов теплосетей. Информационными параметрами являются уровень вибрации и температура грунта над теплотрассой. Структурная схема течеискателя приведена на рис.1, основные технические характеристики – в табл.1. Аналоговая часть виброакустического тракта включает в себя аналоговые фильтры высоких и низких частот, схему автоматической регулировки усиления (АРУ) и усилитель низкой частоты (УНЧ) для головных телефонов. Эта часть схемы отработана в хорошо зарекомендовавшем себя течеискателе А10 [1]. Временные характеристики АРУ подобраны таким образом, чтобы выполнялась функция “защиты слуха оператора” от резких звуковых воздействий. Уровень сигнала на выходе УНЧ (громкость) регулируется контроллером с помощью ЦАП. Для оценки уровня входного сигнала выход детектора АРУ подключен к АЦП контроллера.

В новом течеискателе применяется комбинированный датчик ВТДГ-2 [2]. В качестве первичных датчиков используются пьезоэлектрический акселерометр и датчик теплового излучения. Предусмотрена дистанционная регулировка коэффициента усиления (0 или 40 дБ) встроенного