

DOI 10.58351/2949-2041.2024.11.6.020

УДК 520.272.2

Петров Павел Николаевич

Профессор, д-р техн. наук., Кафедра конструирования
и технологий электронных и лазерных средств, СПбГУАП
г. Санкт-Петербург

Китаев Вениамин Вадимович

Ассистент, аспирант, Кафедра конструирования
и технологий электронных и лазерных средств, СПбГУАП
г. Санкт-Петербург

АКУСТОЭЛЕКТРОННОЕ УСТРОЙСТВО ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Аннотация: в данной работе были рассмотрены и предложено использование пространственного коммутатора, совместно с акустоэлектронным анализатором спектра, в устройстве обработки сигналов линейной АР. Рассмотрены возможности функционирования акустоэлектронного устройства, позволяющего осуществлять обзор пространства за один проход зондирующего импульса с достаточно высоким разрешением по углу и дальности.

Ключевые слова: акустоэлектронное устройство, акустоэлектронный анализатор спектра, пространственный коммутатор, линейная антенная решетка

Введение

В связи с расширением и усложнением круга задач, стоящих перед разработчиками радиотехнических комплексов, появилась необходимость в создании новых принципов построения систем обработки информации с использованием современной элементной базы.

Существует много разных видов устройств обработки радиосигналов. Среди них есть как аналоговые, так и цифровые. Современный уровень развития электронных и радиосистем характеризуется широким использованием цифровых устройств, обладающих несомненными достоинствами – высокой точностью, большим динамическим диапазоном, гибкостью применения, стабильностью и повторяемостью характеристик, – для решения различных задач обнаружения, обработки, анализа и классификации сигналов.

Аналоговые, в частности, акустоэлектронные устройства обработки сигналов при высоком быстродействии и умеренных требованиях к точности и динамическому диапазону отличаются малыми габаритами и энергопотреблением, достаточной точностью, разрешающей способностью и невысокой стоимостью, что обусловило возрождение интереса к ним и их сочетанию с цифровыми узлами для оптимизации технических, экономических и эксплуатационных параметров радиосистем.

Для увеличения направленности действия и создания многоканальных систем стали применять антенные решетки (АР). Одним из важных преимуществ решеток является возможность быстрого (безынерционного) обзора пространства за счет, в частности, качания луча антенны электрическими методами (электрического сканирования).

В обычной антенне сигналы, принятые ее отдельными элементами (излучателями решетки или отдельными участками раскрыва антенны оптического или акустического типа), в дальнейшем просто суммируются в общем канале, а затем суммарный сигнал поступает в приемное устройство. При этом используется далеко не вся информация, содержащаяся в падающей на антенну (например, приемную) электромагнитной (акустической) волне.

Антенны с обработкой сигнала позволяют повысить точность определения угловых координат объекта без увеличения размеров антенны; обеспечить одновременный обзор некоторого сектора пространства при помощи веера лучей, расположенных в секторе дискретно или непрерывно; создать диаграмму направленности с пониженным уровнем



бокового излучения; или диаграмму направленности с ориентацией главного максимума в направлении прихода полезного сигнала и «нулевым» в направлении помех и т. д. В антеннах с обработкой сигнала нельзя провести четкое различие между собственно антенной и системой обработки, так как характеристики таких антенн определяются системой как единым целым [1,2].

Системы обзора с внутриимпульсным сканированием

Одной из таких систем являются устройства с внутриимпульсным сканированием, позволяющие за один проход зондирующего импульса в заданном секторе получать информацию об объектах в координатах угол – дальность.

Как известно [2,3], при использовании внутриимпульсного сканирования импульс как бы размазывается как в пространстве, так и во времени. Одной из реализаций такой обработки – передающая антенна имеет ДН шириной Θ и за время импульса τ «размазывает» энергию в пределах сектора обзора. Приемная антенна неподвижна и имеет не менее Θ/Θ_0 парциальных лучей, перекрывающих «веером» сектор Θ . В этом варианте, при любом соотношении между Θ_0/Θ , τ и T , за время T принимаются отраженные сигналы от всех объектов независимо от их дальности.

Рассмотрим многолучевую динамическую антенную решетку, излучатели которой поочередно на время τ/N (N – число излучателей) подключаются к входу приемника, где τ длительности сигнального импульса.

Пространственно зависимый член выходного сигнала с учетом того, что выполняется условие факторизации, как показано в [2], равен

$$I_S(U'_x) = \lambda' \sqrt{1 - U_x'^2} \int_{-\infty}^{\infty} |G(v_x)|^2 \exp\{j2\pi(v_x U'_x)\} dv_x \quad (1)$$

где $G(v_x)$ – пространственный спектр входного сигнала, $v_x = x/\lambda = id/\lambda$ ($i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N/2$) – пространственная частота, $U'_x = U_x - U_x^0$, – функция расстройки, а U_x^0 – направление на объект.

В этом случае, опорная функция передачи пространственного тракта согласованного приемника в присутствии шума с равномерным пространственным спектром является комплексно-сопряженной со спектром сигнала и записывается как:

$$W_0(v_x) = G^*(v_x) \exp\{-j2\pi(v_x U_x^0)\}. \quad (2)$$

Поскольку необходимо создать пространственно-временной тракт с функцией передачи, удовлетворяющей выражениям (2), то можно предложить упрощенную схему в виде пространственного коррелятора (рисунок 1).

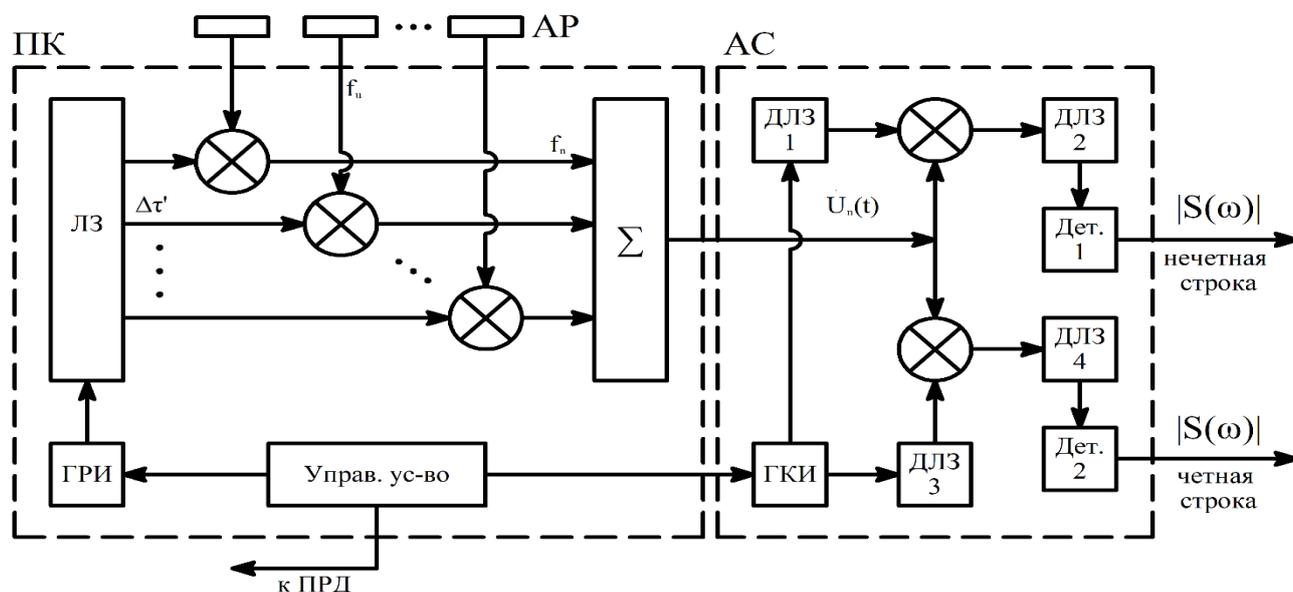


Рисунок 1. Структурная схема приемной части системы с внутриимпульсным сканированием



На рисунке 1 изображена структурная схема приемной части устройства обработки сигналов АР с внутриимпульсным сканированием, где ПК – пространственный коммутатор, АС – анализатор спектра. На схеме отсутствуют вспомогательные, в данном случае, элементы: излучающее устройство, усилители, фильтры и т.д. В качестве гетеродинных используют импульсы с несущей частотой f_{Γ} , частотой следования $f_c \geq \Delta f$ и длительностью $\Delta\tau = 1/Nf_c$ в N раз меньше длительности τ сигнального импульса.

Разность фаз сигналов соседних элементов АР на промежуточной частоте $f_n = \omega_n/2\pi$ с учетом (1), равна

$$2\pi \left(\frac{d}{\lambda} U_X - f_{\Gamma} \Delta\tau \right) = 2\pi \frac{d}{\lambda} U_X, \quad (3)$$

так как $2\pi f_{\Gamma} \Delta\tau = 2\pi n = 0$ (на частоте f_{Γ}).

На других частотах спектра генератора импульса (то есть $f_{\Gamma} \pm if_c$)

$$2\pi \left(\frac{d}{\lambda} U_X - if_c \Delta\tau \right) = 2\pi \left(\frac{d}{\lambda} U_X^0 - \frac{i}{N} \right) \quad (4)$$

откуда максимум

$$U_X^0 = \frac{\lambda}{d} \frac{i}{N}. \quad (5)$$

Таким образом, максимальный сигнал формируется только на биениях с определенной гармоникой частот следования if_c гетеродинных импульсов. Для отсчета направления (разделения по частоте) необходим анализатор спектра (АС), в частности, акустоэлектронный. На АС приходит фазоманипулированный сигнал, содержащий информацию об угловом положении объектов в секторе обзора и об их дальности по мере распространения излученного импульса. Основой многих акустоэлектронных устройств, в том числе АС, являются дисперсионные линии задержки (ДЛЗ) [3, 4].

Акустоэлектронный анализатор спектра на ДЛЗ

Перспектива развития акустических устройств обусловлена: низкой скоростью распространения акустических колебаний, которая на пять порядков ниже скорости распространения электромагнитных волн; высокой эквивалентной добротностью акустических колебательных систем, величина которой достигает десятков и сотен тысяч. Она обусловлена также, технической возможностью преобразования электрических колебаний в акустические и обратно в широком диапазоне частот от десятков килогерц до гигагерц, разработкой материалов с малым поглощением на высоких частотах со сравнительно низким температурным коэффициентом задержки (ТКЗ).

Дисперсионные анализаторы спектра (ДАС) бывают, в общем случае, двух типов: перемножение – свертка – перемножение (П-С-П) и свертка – перемножение – свертка (С-П-С). Дисперсионные анализаторы спектра типа С-П-С применяются при анализе коротких сигналов, а типа П-С-П – длинных сигналов. В нашем случае будут рассматриваться длинные квазигармонические сигналы, поэтому используем дисперсионный анализатор спектра типа П-С-П (рисунок 2). Основным элементом в дисперсионном анализаторе спектра является линия задержки с линейной дисперсионной характеристикой.

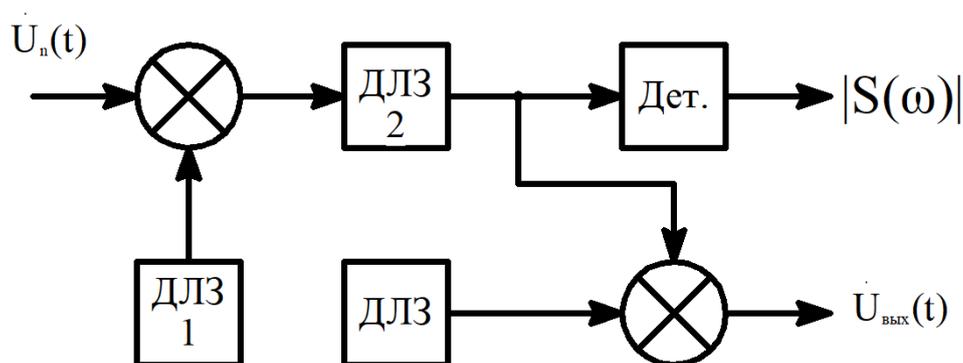


Рисунок 2. Дисперсионный анализатор спектра тип П-С-П.

На вход схемы ДАС поступает сигнал с произвольной амплитудной и фазовой модуляцией, основная энергия которой сосредоточена в полосе частот Ω_a , малой по сравнению с несущей частотой входного для АС сигнала ω_n . Запишем анализируемый сигнал в виде

$$\dot{U}_n(t) = U_n(t) \exp(j\phi_n(t)) \exp(j\omega_n t). \quad (6)$$

В перемножителе происходит умножение сигнала $\dot{U}_n(t)$ и радиоимпульса длительностью τ_0 местного ЛЧМ-гетеродина (ДЛЗ-1)

$$\dot{U}_r(t) = U_{mr} \exp(j(\omega_\gamma t - \mu t^2)). \quad (7)$$

Мгновенная частота внутри импульса $\omega(t) = \omega_\gamma - \mu t$ линейно изменяется со скоростью $\mu = \frac{d\omega}{dt} = \frac{\Delta\omega_g}{\tau_0}$, где $\Delta\omega_g$ – девиация частоты в импульсе. После перемножения и селекции одной из боковых полос (например, верхней), сигнал, поступающий на вход дисперсионной линии задержки (ДЛЗ-2)

$$\dot{U}_1(t) = U_n(t) \exp(j\phi_n(t)) \exp(j(\omega_1 t - \frac{\mu t^2}{2})), \quad (8)$$

где $\omega_1 = \omega_\gamma + \omega_n$. Несущественные для пояснения принципа действия постоянные множители опущены.

Длительность сигнала $U_1(t)$ определяется длительностью τ_0 импульса ЛЧМ-гетеродина, если длительность анализируемого сигнала больше τ_0 . В этом случае анализируется не весь сигнал, а выборка сигнала $\dot{U}_1(t)$. Когда $\tau_0 > \tau$, анализируется весь сигнал.

Спектр сигнала $\dot{U}_1(t)$ определяется сверткой спектров сигнала $\dot{U}_r(t)$ и $\dot{U}_n(t)$. При этом ширина боковой полосы не превосходит величины

$$\Omega = \Omega_a + \Delta\omega_g. \quad (9)$$

Для неискаженного воспроизведения спектра сигнала $U_n(t)$ модуль коэффициента передачи дисперсионной линии задержки ДЛЗ-2 должен быть постоянным, а дисперсионная характеристика – линейной в полосе частот Ω и иметь крутизну $1/\mu$, то есть обратную по величине и знаку скорости изменения мгновенной частоты в сигнале на входе дисперсионной линии задержки (рисунок 2).

Коэффициент передачи дисперсионной линии задержки

$$K(\omega) \exp(j\phi_k(\omega)) = \begin{cases} K_0 \exp(-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu}), & \text{при } |\omega - \omega_0| = \frac{\Omega}{2} \\ 0, & \text{при } |\omega - \omega_0| > \frac{\Omega}{2} \end{cases} \quad (10)$$

Характеристика групповой задержки ДЛЗ

$$t_{гр}(\omega) = -\frac{d\phi_k(\omega)}{d\omega} = \frac{\omega - \omega_0}{\mu} + t_0, \quad (11)$$

где ω_0 – средняя частота полосы пропускания дисперсионной линии задержки.

Выходной сигнал $\dot{U}_2(t)$ является преобразованием Фурье от входного сигнала $\dot{U}_n(t)$ и содержит дополнительную частотную модуляцию

$$\dot{U}_2(t) = K_0 \sqrt{\frac{\mu}{2\pi}} U_2(t) \exp(j\phi_2(t)) \exp(j(\omega_0 t + \frac{\mu t^2}{2} - \frac{\pi}{4})) \quad (12)$$

$$U_2(t) \exp(j\phi_2(t)) = \int_0^{\tau_0} U_n(t) \exp(j\phi_n(\tau)) \exp(-j(\mu t - \omega')\tau) d\tau$$

где $\omega' = \omega_1 - \omega_0$ и началом отсчета является τ_0 .

Спектр исследуемого сигнала $\dot{U}_n(t)$, перенесенного на несущую частоту ω' , определяется выражением

$$|\dot{S}(\omega - \omega')| \exp(j\phi_S(\omega - \omega')) = \int_0^{\tau_0} U_n(t) \exp(j\phi_n(t)) \exp(-j(\omega - \omega')t) dt. \quad (13)$$

Текущей частоте спектра ω в выходном сигнале дисперсионного анализатора спектра соответствует величина μt . Таким образом, огибающая амплитуда выходного сигнала является модулем спектра анализируемого сигнала. Масштаб времени линейно связан с масштабом частоты спектра сигнала отношением

$$t = \frac{\omega}{\mu}. \quad (14)$$



Параметры ДЛЗ-2, необходимые для анализа сигнала длительностью τ_0 в полосе частот Ω_a , определяются соотношениями

$$\begin{aligned} \Omega &= \Omega_a + \Delta\omega_g \\ T &= \frac{\Omega}{\mu} \end{aligned} \quad (15)$$

Время воспроизведения спектра в полосе Ω_a равно $t_B = \frac{\omega_a}{\mu}$, а общее время анализа составляет

$$T_A = t_0 + t_B. \quad (16)$$

Так как $t_0 \geq \tau_0$, то $T_A \geq \tau_0 + t_B$, и для исключения пропуска объектов, при перемещении в пространстве зондирующего импульса, необходимо поставить второй АС₂, состоящий из ДЛЗ-3 и 4 (см. рисунок 1), работающий поочередно с АС₁.

Основными параметрами устройства, которые связаны с параметрами АР, являются разрешающая способность, полоса анализируемых частот, полное время анализа.

Произведение ΩT , определяющее в конечном итоге степень сложности технической реализации дисперсионной линии задержки, получается минимальным, если выбрать $\Delta\omega_g = \Omega_a$. При этом: $\Omega = 2\Omega_a$, $T = 2\tau_0$ и $\tau_B = \tau_0$.

На рисунке 3а представлены два входных сигнала АС (непрерывный и радиоимпульс с частотами 120 и 130 МГц) и их спектры, а на рисунке 3б – 124,4 и 125 МГц соответственно.



Рисунок 3.

Разрешающая способность дисперсионного анализатора спектра при использовании принятого критерия определяется длительностью выходного сигнала при входном гармоническом сигнале. При этом выходной сигнал, называемый аппаратной функцией устройства, имеет вид (рисунок 4а),

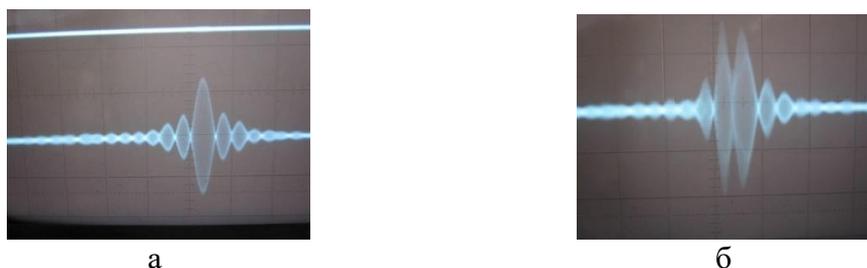


Рисунок 4.

описывается выражением

$$\dot{U}_2(t) = K_0 \sqrt{\frac{\Delta\omega_g \tau_0}{2\pi}} \frac{\sin((\mu t - \omega') \frac{\tau_0}{2})}{(\mu t - \omega') \frac{\tau_0}{2}} \exp(j(\omega_0 t + \frac{\mu t^2}{2} - \frac{\pi}{4})), \quad (17)$$

и имеет длительность по уровню – 4дБ равную $\frac{1}{\mu\tau_0} = \frac{1}{\Omega_a} = \frac{1}{2\pi\Delta f}$.

За разрешающую способность можно принять, либо половину длительности главного лепестка по нулевым значениям, которая составляет в единицах частоты

$$\delta f = \frac{\mu\delta t}{2\pi} = \frac{1}{\tau_0},$$



либо разрешение двух одинаковой амплитуды сигналов по определенному уровню (-3дБ) от их максимумов (рисунок 4б). В данном случае разрешение АС составляет 0,1 МГц.

Максимальная полоса анализируемых частот полностью определяется соотношением полос пропускания дисперсионных линий задержки и регулируется, в основном, дифракционной расходимостью акустической волны, волновым размером подложки, а также полосой электроакустического преобразователя. Весьма важным параметром анализатора спектра является число разрешаемых положений N в полосе анализа

$$N = \frac{\Delta f}{\delta f} = \Delta f \tau.$$

Максимальное значение числа разрешаемых положений $N < N$ ограничено альтернативным выбором, ибо расширение полосы Δf анализа ведет к уменьшению временной апертуры τ и соответственно наоборот.

Заключение

В работе предложено использование пространственного коммутатора, совместно с акустоэлектронным анализатором спектра, в устройстве обработки сигналов линейной АР, а также приводится его структурная схема.

Рассмотрены возможности функционирования акустоэлектронного устройства, позволяющего осуществлять обзор пространства за один проход зондирующего импульса с достаточно высоким разрешением по углу и дальности. Описаны принципы построения устройств с внутриимпульсным сканированием, которые могут сочетаться с акустоэлектронными анализаторами спектра.

Достоинством данных устройств является подоптимальный прием сигналов без дополнительного времени на сканирование, меньшие энергетические затраты по сравнению с другими системами обзора.

В тоже время их недостатком является, ограниченное разрешение по частоте, приводящее к возможности обработки сигналов только линейных АР с относительно небольшим числом элементов. Кроме того, им присуща неоднозначность в определении угловых координатах движущихся объектов, из-за доплеровского смещения частот, а также расширение полосы обработки в N раз сигналов по промежуточной частоте.

Список литературы:

1. Устройства СВЧ и антенны / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, изд. 2-е доп., 2006.-376с.
2. И.Ю. Хромых, П.Н. Петров. Акустооптоэлектронное устройство с внутриимпульсным сканированием сигналов линейной антенной решетки. // Флагман науки: научный журнал. Май 2023г. СПб., Изд. ГНИИ «Нацразвитие» – 2023. №4 (4). С. 844 – 855.
3. Кайно Г. Акустические волны: Устройства, визуализация и аналоговая обработка сигналов / Пер. с англ. М.: Мир, 1990, 656 с.
4. Рогачев В.И., Петров П.Н., Кравец В.С., Кулаков С.В. Акустоэлектронные устройства обработки гидроакустических сигналов. СПб. Судостроение, 1993. 184 с.

