

Хромых Иван Юрьевич, Студент 4-го курса, напр.
«Лазерная техника и лазерные технологии», СПбГУАП

Петров П.Н., Профессор, д-р техн. наук, Кафедра конструирования
и технологий электронных и лазерных средств, СПбГУАП

АКУСТООПТОЭЛЕКТРОННОЕ УСТРОЙСТВО С ВНУТРИИМПУЛЬСНЫМ СКАНИРОВАНИЕМ СИГНАЛОВ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Аннотация: В данной статье рассматриваются антенные решетки (АР), которые являются наиболее распространенным классом антенн, элементами которых могут быть как слабонаправленные излучатели, так и остронаправленные антенны. АР используются в радиолокации, гидролокации, дефектоскопии, медицине и т.д.

Одним из важных преимуществ решеток является возможность быстрого (безынерционного) обзора пространства за счет, в частности, качания луча антенны электрическими методами (электрического сканирования).

Существует большой класс антенн, в которых сигналы, принятые элементами антенны, подвергаются вначале специальной обработке, затем уже, результирующий сигнал подводится к приемному устройству. Это позволяет увеличить количество извлекаемой информации о цели или улучшить антенные параметры. 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]. Представляет интерес рассмотреть связь параметров АР с параметрами акустооптического анализатора спектра (АС), входящего в состав устройства обработки.

Ключевые слова: Антенная решетка, сигнал, шум, интеграл, импульс.



Сигнал, принимаемый антенной решеткой

В каждой точке АР принимаемый сигнал можно записать как [2]

$$S_{\text{пр}}(x, y, t - t_3) = au[t - t_0 - c^{-1}(x \cos Q + y \cos \phi)] * \\ * \exp\{j\omega_0(t - t_0) - j\frac{\omega_0}{c}(x \cos Q + y \cos \phi)\}, \quad (1)$$

где a - нормировочный множитель, u - амплитуда, t_0 - время задержки сигнала до центра АР, c - скорость распространения волн, $\cos Q = x/r_0$, $\cos \phi = y/r_0$, r_0 - расстояние от центра антенны до объекта.

При выполнении условия факторизации (случай, когда объект находится в дальней зоне, и огибающая принимаемого сигнала в пределах АР не меняется) временная и пространственная структура поля разделяются

$$S_{\text{пр}}(x, y, t - t_3) = S(t, t_0)V(x, y, Q, \phi) \quad (2)$$

и обработку сигналов можно делать последовательно, сначала временную, потом пространственную, или наоборот.

Направление прихода волны относительно нормали к раскрыву характеризуется направляющим косинусом вида

$$U_z = \sqrt{1 - U_x^2 - U_y^2} \quad (3)$$

где U_x , U_y - угловые направления.

Необходимо учесть степень взаимодействия с полотном антенны, которая характеризуется функцией раскрыва $\Pi(\bar{r})P(\bar{r})$, где $\Pi(\bar{r})$ - функция пропускания приемной антенны, \bar{r} - радиус вектор приемной АР, $P(\bar{r})$ - весовая функция по апертуре антенны.

Учитывая влияние наклона фронта и поля после раскрыва АР, сигнал после прохождения антенны будет иметь вид

$$S(x, y, t) = \sqrt{1 - U_x^2 - U_y^2} \Pi(x, y)P(x, y)S_{\text{пр}}(x, y, t) \quad (4)$$

На входной сигнал накладывается шум $n(x, y, t)$, который состоит из внутреннего шума среды и внешнего шума приемников ($n' + n''$). Приемный шум n' (считается белым) и равномерный по раскрыву, шум n''/S имеет спектральную мощность N_0' , где S - площадь приема.



При наличии внешнего шума $n // P(x, y)P(x, y)$ - его спектральная плотность $N_0 // (P(x, y))^2$ и следовательно, спектральная плотность пространственно-временного (ПВ) шума равна

$$N_0 = N_0' + N_0 // |P(x, y)|^2. \quad (5)$$

Таким образом, шум всегда не белый для гидролокации, а в радиолокации второй член мал и им часто пренебрегают).

Выходной сигнал оптимального приемника как пространственно-временной корреляционный интеграл

Входной сигнал антенны

$$Z(x, y, t) = S(x, y, t, \bar{l}) + n(x, y, t) \quad (6)$$

где $\bar{l} = \{t, f_d, U_x, U_y, \dot{U}_x, \dot{U}_y\}$, f_d - частота Доплера, \dot{U}_x, \dot{U}_y - угловые скорости объектов.

По аналогии с обычным временным оптимальным приемником, выходной сигнал описывается комплексной огибающей ПВ корреляционного интеграла.

Процедура оптимального приема заключается в вычислении в устройстве обработки решающей функции, воспроизводящей отношение правдоподобия. За решающую функцию принимают огибающую ПВ корреляционного интеграла. Обнаружить сигнал можно при сравнении максимума выходного сигнала (корреляционного интеграла) с пороговым значением, а чтобы измерить параметры необходимо определить положение максимума в интервале возможных параметров.

Корреляционный интеграл, с учетом выражения (4), определяется как

$$I(\bar{l}, \bar{l}_0) = \int \int \int_{-\infty}^{\infty} Z(x, y, t, \bar{l}) \frac{a}{2} \cdot S^*(x, y, t, \bar{l}_0) dx dy dt . \quad (7)$$

Согласно формуле (6) при наличии ПВ белого шума, выходной сигнал можно представить, состоящим из сигнальной и шумовой составляющих

$$I(\bar{l}, \bar{l}_0) = I_S(\bar{l}, \bar{l}_0) + I_n . \quad (8)$$



Сигнальная составляющая:

$$I_S(\bar{l}, \bar{l}_0) = 0,5a \int \int_{-\infty}^{\infty} \int \sqrt{1 - U_x^2 - U_y^2} |G(x, y)|^2 S_{\text{пр}}(x, y, t, \bar{l}) S^*(x, y, t, \bar{l}_0) dx dy dt \quad (9)$$

где $G(x, y) = \Pi(x, y)P(x, y)$.

Если сигнал факторизуется, то можно записать отдельно временную и пространственную составляющие.

$$\begin{aligned} S_{\text{пр}}(x, y, t, \bar{l}) &= S_{\text{пр}}(t, t_0') V(x, y, x_0', y_0') \\ \bar{l}' = \bar{l} - \bar{l}_0 &= \{\tau', f_d', U_x', U_y', (U_x')', (U_y')'\} \end{aligned} \quad (10)$$

где $\tau' = \tau - \tau_0$, $U_x' = U_x - U_x^0$, U_x' и U_y' – функции расстройки.

После замены переменных ($v_x = x/\lambda$, $v_y = y/\lambda$), отбрасывая несущественные множители, можем записать

$$I_S(\bar{l}') = \frac{\lambda^2}{2} \sqrt{1 - U_x^2 - U_y^2} \int \int_{-\infty}^{\infty} \int |G(v_x, v_y)|^2 S_{\text{пр}}(t) \cdot S_{\text{пр}}^*(t - \tau') \exp[j(v_x U_x' + v_y U_y') 2\pi] dv_x dv_y dt \quad (11)$$

При нулевом рассогласовании этот интеграл дает полную энергию принимаемого сигнала

$$\mathcal{E}_0 = \frac{1}{2} A \int_{-\infty}^{\infty} |S_{\text{пр}}(t)|^2 dt$$

где A – эффективная площадь антенны, которая является энергетической характеристикой любой пространственной системы;

Энергия определяется двумя энергетическими параметрами системы – пространственным и временным (сигнал). Пространственным энергетическим параметром является эффективная площадь антенны $A = k_a S$, где S реальная площадь, а коэффициент $k_a = 0,4 \dots 0,8$.

Оптимальная структура ПВ приемника

Структура оптимального приемника определяется теорией оптимальной фильтрации. ОП представляет собой согласованный фильтр (СФ) или коррелятор. Так как характеристика согласованного приемника является комплексно-сопряженной со спектром сигнала функцией, но вместо истинных значений параметров берутся параметры l_0 , то для достижения максимального



эффекта приемник должен быть не только согласованным, но и настроенным на параметры сигнала. Но так как параметры не известны, то приемник должен быть многоканальным или последовательно перестраиваемым. Как правило, делают частично многоканальным и частично перестраиваемым.

Пространственно зависимый член выходного сигнала с учетом того, что выполняется условие факторизации, равен

$$I_S(U'_x, U'_y) = \lambda^2 \sqrt{1 - U_x^2 - U_y^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int |G(v_x, v_y)|^2 \exp\{j2\pi(v_x U'_x + v_y U'_y)\} dv_x dv_y. \quad (12)$$

Функция передачи пространственного тракта согласованного приемника в присутствии шума с равномерным пространственным спектром является комплексно-сопряженной со спектром:

$$W_0(v_x, v_y) = G^*(v_x, v_y) \exp\{-j2\pi(v_x U_x^0 + v_y U_y^0)\} \quad (13)$$

где W_0 – опорная функция передачи.

Спектры входного и выходного сигналов устройства представлены выражениями, соответственно, (14) и (15)

$$S(v_x, v_y) = \lambda^2 \sqrt{1 - U_x^2 - U_y^2} G(v_x, v_y) \exp\{j2\pi(v_x U_x + v_y U_y)\}, \quad (14)$$

$$I_S(v_x, v_y) = W_0(v_x, v_y) S(v_x, v_y). \quad (15)$$

Системы обзора с внутриимпульсным сканированием

Метод внутриимпульсного сканирования, представляет интерес с точки зрения создания оптимальных (подоптимальных) систем обзора. При использовании внутриимпульсного сканирования импульс как бы размазывается как в пространстве, так и во времени.

Если при передаче облучать весь сектор обзора, то такой метод равносильен мгновенному обзору пространства с помощью приемных устройств, имеющих одноканальный перестраиваемый выход с разделением сигналов по угловой координате.

В частности, можно рассмотреть многолучевую динамическую приемную антенную решетку, излучатели которой поочередно на время T_c/N (T_c - период следования импульсов; N - число элементов АР) подключаются к



входу приемника; вдоль антенны как бы периодически распространяется возбуждающий импульс длительностью $\Delta\tau' = T_c/N$ [1].

Поскольку необходимо создать пространственно-временной тракт с функцией передачи, удовлетворяющей выражениям (13), то можно использовать схему в виде пространственного коррелятора (рисунок 1).

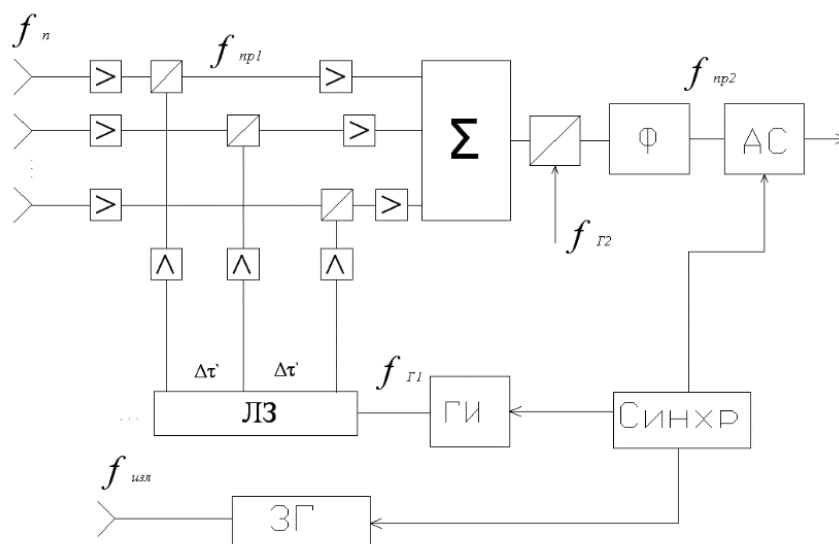


Рисунок 1. Структурная схема системы с внутриимпульсным сканированием

На рисунке 1 изображена структурная схема системы с внутриимпульсным сканированием. На ней не все элементы (операции) являются обязательными, например, согласование по частоте с помощью $f_{Г2}$.

В качестве гетеродинных используют импульсы с несущей частотой $f_{Г1}$, частота следования которых $f_c \geq \Delta f$ и длительностью $\Delta\tau' = 1/N f_c$ (где N -число элементов АР), в N раз меньше длительности сигнального импульса, равного $\Delta\tau = 1/\Delta f$ (рисунок 2).

На основании соотношений (13) – (15), разность фаз сигналов двух соседних элементов АР на f_n равна

$$2\pi \left(\frac{d}{\lambda} U_x - f_{Г1} \Delta\tau' \right) = 2\pi \frac{d}{\lambda} U_x, \quad (16)$$

при условии выбора $2\pi f_{Г1} \Delta\tau' = 2\pi n = 0$ (на частоте $f_{Г1}$).

На других частотах спектра генератора импульса (то есть $f_{Г1} \pm if_c$)



$$2\pi\left(\frac{d}{\lambda}U_X - if_c\Delta\tau\right) = 2\pi\left(\frac{d}{\lambda}U_X - \frac{i}{N}\right) \quad (17)$$

откуда максимум

$$U_\lambda^0 = \frac{\lambda i}{d N}. \quad (18)$$

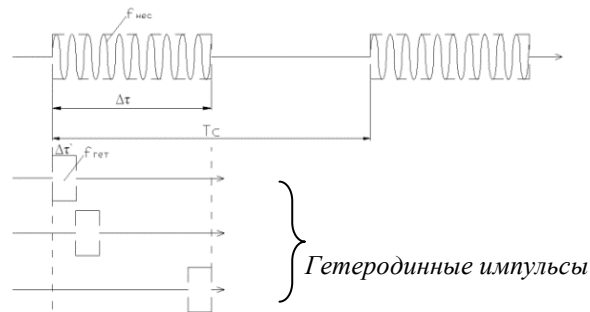


Рисунок 2. Сигнальные и гетеродинные импульсы

Следовательно, максимальный сигнал формируется только на биениях с определенной гармоникой частот следования if_c гетеродинных импульсов (частотой разделения). Для отсчета направления (разделения по частоте) необходим анализатор спектра (АС), в частности, акустоэлектронный или оптический.

На АС приходит фазоманипулированный сигнал, содержащий информацию об угловом положении объектов в секторе обзора и об их дальности по мере распространения излученного импульса.

Акустооптический анализатор спектра

Акустооптические АС позволяют измерять мгновенный спектр, так как акустический сигнал в акустооптической ячейке «бежит».

Анализ спектра радиосигнала основан на свойстве оптической линзы-преобразовании Фурье от пространственного распределения оптического сигнала в передней фокальной плоскости. Если с помощью акустооптического эффекта сформировать в фокальной плоскости линзы пространственное распределение света, пропорциональное копии радиосигнала, то в выходной плоскости линзы получим Фурье-образ от этого распределения и



соответственно от радиосигнала. Если с помощью линейки фотоприемников считать пространственное распределение в выходной плоскости линзы, то получим временную функцию, пропорциональную спектру выборки радиосигнала. В соответствии с этим схема акустооптического анализатора спектра оказывается достаточно простой (рисунок 3 а) [3]. Здесь акустооптическую ячейку можно рассматривать как динамический оптический транспарант, фиксирующий выборку радиосигнала длительностью $t=D/v$.

Основными параметрами устройства, которые связаны с параметрами АР, являются разрешающая способность, полоса анализируемых частот, полное время анализа. Рассмотрим возможные ограничения и потенциально достижимые значения основных параметров акустооптического анализатора спектра.

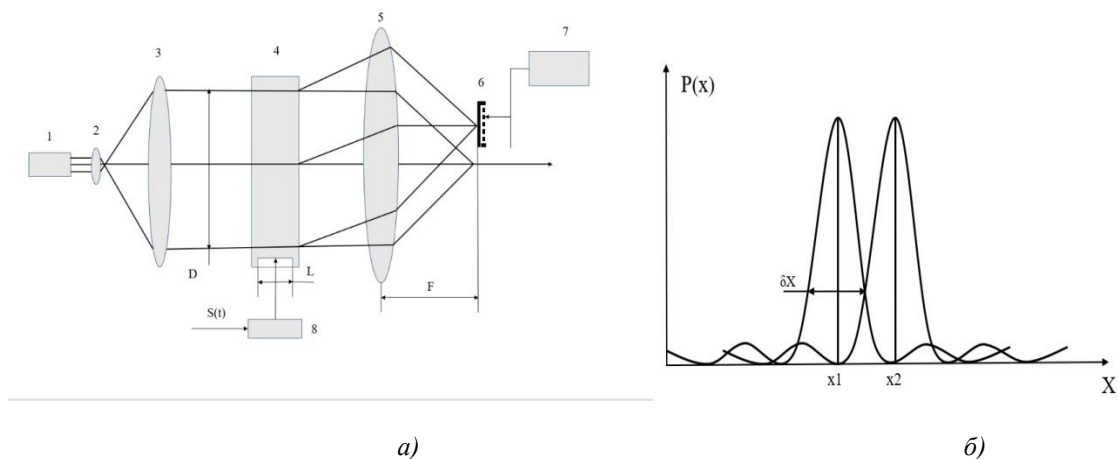


Рисунок 3. Акустооптический анализатор спектра:

а) где 1- лазер, 2 и 3- линзы оптического коллиматора, 4- акустооптическая ячейка, 5- Фурье - линза, 6- линейка фотоприемников.

б) - аппаратная функция АС.

Разрешающая способность полностью определяется аппаратной функцией устройства, которая, с учетом сходя из функционального назначения, может быть определена как реакция устройства на гармоническое входное воздействие. Полагая на входе устройства гармонический сигнал $S(t)=S_0\cos\Omega t$ и опуская промежуточное преобразование, можно записать результирующее



пространственное распределение оптического поля в окрестностях первого дифракционного порядка в выходной фокальной плоскости линзы 5 как:

$$E(x) = DB \Phi(S_0) \text{Sinc} \left[\frac{kD}{2} \left(\frac{x}{F} - \frac{k_a}{k} \right) \right], \quad (19)$$

где $\Phi(S_0)$ - функционал, определяемый режимом и условиями акустооптического взаимодействия, B - размерный коэффициент пропорциональности, D - апертура акустооптической ячейки, $k = 2\pi/\lambda$, $k_a = \Omega/v$ - волновые числа оптической и акустической волн соответственно. Мощность оптического сигнала $P(x)$ на выходе будет определяться как $P(x) \approx E^2(x)$, и форма аппаратной функции будет иметь вид, показанный на рисунке 3 б.

Так как $\delta x = \lambda F/D$ - размер фокального пятна линзы, положив на входе АС воздействие бигармоническим сигналом с частотным разделением $\delta f = f_2 - f_1$, а углы дифракции достаточно малыми, что определяет $x_1 \approx F(\lambda f_1/v)$, $x_2 \approx F(\lambda f_2/v)$, то, используя критерий Рэля можно найти частотное разрешение в простой форме:

$$\delta f = \frac{1}{\tau} = \frac{v}{D}.$$

В реальных условиях разрешающая способность оказывается всегда хуже вследствие того, что различные факторы влияют на форму пространственного распределения светового потока вдоль апертуры устройства D . Основными факторами здесь оказываются влияние затухания и расходимости акустической волны. Параметры и условия работы устройства следует выбирать таким образом, чтобы глубина взвешивания амплитудного распределения вдоль апертуры D не превышала двух раз. В этих условиях ухудшение разрешающей способности не превысит 10%, однако уровень боковых лепестков аппаратной функции при этом заметно повышается.

Полоса анализируемых частот полностью определяется полосой пропускания Δf акустооптической ячейки и регулируется, в основном, дифракционной расходимостью акустической волны или длиной акустооптического взаимодействия. 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.

Полное время анализа T_A стремится в пределе к величине τ , однако в реальных условиях определяется временем считывания реальных многоэлементных фотоприемников. Если задать скорость считывания тактовой частотой $F_T = 1/\Delta T$, где ΔT - время считывания единичного отсчета, то полное время анализа $T_A \approx N_\phi \Delta T$.

Здесь N_ϕ - общее количество дискретных фотоприемников. Обычно его выбирают из условия, чтобы на один элемент разрешения приходилось 3-4 элемента отсчета, т.е. $T = (3/4) N/F_T$. Выбор параметров и структуры дискретного фотоприемника в значительной степени зависит от вида и формы радиосигнала, подлежащего анализу. Важно, что в этом случае каждый фотоприемник имеет возможность накапливать энергию оптического воздействия в течение времени анализа T_A , что значительно повышает чувствительность устройства.

Заключение

В работе предложено использование акустооптического анализатора спектра в устройстве обработки сигналов АР и приводится его структурная схема.

Рассмотрены возможности функционирования акустооптического 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 акустооптическими анализаторами спектра.

Показано, что 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 неопределенность в определении координатах угол-дальность в пределах длительности импульса. Кроме того, недостаточное разрешение по частоте, что приводящее к возможности обработки сигналов только небольших АР, и необходимость наличия устройства запоминания спектра сигнала.

Список литературы:

1. Устройства СВЧ и антенны. / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, изд. 2-е доп., 2006.-376с.
2. Петров П.Н., Сенин А.В. Пространственно-временная обработка сигналов акустоэлектронными устройствами с масштабными переизлучающими решетками. Информационно управляющие системы/ П.Н. Петров, А.В. Сенин. СПб. №3. 2006. С. 5 – 11.
3. А.Ю. Гринев, Л.Н. Пресленев, К.П. Наумов, и др. Оптические устройства в радиотехнике. Под ред. В.Н. Ушакова «Радиотехника» 2009г.

© И.Ю. Хромых 2023

