

УДК 621.391(681.325:535)

Л. А. Аронов, В. Н. Ушаков

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Гомодинный акустооптический спектроанализатор с непрерывным бинарным фазоманипулированным радиосигналом в качестве опорного сигнала

Рассмотрены особенности работы гомодинного акустооптического спектроанализатора с опорным сигналом в виде непрерывного бинарного фазоманипулированного радиосигнала. Показано, что такой сигнал может быть использован в качестве опорного, несмотря на неравномерность и нестационарность его мгновенного спектра.

Гомодинный акустооптический спектроанализатор, опорный сигнал, M-последовательность, интерферометр Юнга

Спектральный анализ является одним из основных видов анализа радиосигналов, реализуемых в комплексах радиомониторинга и радиоэлектронной борьбы. Спектроанализаторы на основе явления акустооптического взаимодействия способны обеспечивать полосы анализа до нескольких единиц гигагерц при разрешении по частоте до 1000 точек в рабочей полосе и односигнальном динамическом диапазоне до 60 дБ [1]. Наиболее интересными с точки зрения практической реализации можно считать акустооптические спектроанализаторы с пространственным интегрированием (АОСПИ), в которых используется эффект оптического гетеродинамирования. К классу последних относится, в частности гомодинный акустооптический спектроанализатор (ГАОСА) [2].

В основе схемы ГАОСА (рис. 1) лежит интерферометр Юнга. В состав схемы входят: 1 – источник монохроматического излучения, 2 – коллимирующая линза, 3 – двухканальный акустооптический модулятор (АОМ), 4 – сферическая линза, 5 – матричный фотоприемник (МФП). Отметим, что в сигнале на выходе МФП содержится

информация как об амплитудном спектре (АС), так и о фазовом спектре (ФС) анализируемого сигнала.

В качестве источника излучения 1 целесообразно использовать полупроводниковый или газовый лазер. Генерируемое им расходящееся излучение на длине волны λ_d преобразуется коллимирующей линзой 2 в плоскую волну. Световой поток облучает апертуру двухканального АОМ 3, на один из каналов которого подается анализируемый сигнал $s(t)$, а на другой – опорный сигнал $r(t)$. После прохождения АОМ световой поток фокусируется сферической линзой 4 в плоскости апертуры фотоприемника 5. В качестве фотоприемника могут использоваться как устройства мгновенного действия, так и устройства с накоплением. Наибольшее применение находят устройства с накоплением на основе прибора с зарядовой связью. Они имеют до нескольких тысяч элементов как по горизонтальной, так и по вертикальной координатам, что позволяет достичь высокой разрешающей способности.

При взаимодействии света с акустической волной в режиме дифракции Рамана–Ната [3] продифрагировавший свет представляется бесконечным числом дифракционных порядков, а в режиме дифракции Брэгга образуются лишь два дифракционных порядка: продифрагировавший свет и непродифрагировавший свет. Для дальнейшего рассмотрения вопрос выбора режима дифракции не является принципиальным, поэтому для определенности остановим свой выбор на режиме Брэгга.

Введем следующие обозначения: F – фокусное расстояние линзы 4; k – волновое число световой

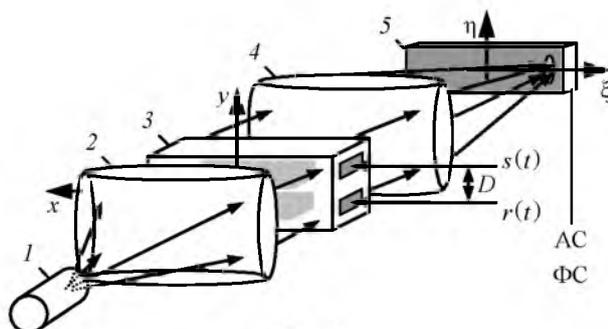


Рис. 1

волны; $p = k\xi/F$, $q = k\eta/F$ – пространственные частоты в плоскости $\xi\eta$ фотоприемника; H_0 – высота акустических пучков в каналах АОМ; D – расстояние между центрами акустических пучков в АОМ; $v_{зв}$ – скорость распространения акустической волны в кристалле АОМ; $2L$ – размер (апертура) АОМ в направлении распространения акустической волны; $T_a = 2L/v_{зв}$ – временная апертура АОМ; T_H – время накопления заряда фотоприемником; R_λ – спектральная чувствительность фотоприемника. В [4] уже рассматривалась работа ГАОСА с опорными ЛЧМ-импульсами. Воспользуемся представленными там выкладками, и с учетом введенных обозначений запишем выражение, описывающее распределение заряда Q , накапливаемого фотоприемником:

$$Q(p, q) = A \operatorname{sinc}^2(qH_0/2) \times \{Q_{s,W}(p) + Q_{r,W}(p) + 2R_\lambda \int_0^{T_H} |\dot{S}_{T_a}(v_{зв}p, t)| |\dot{R}_{T_a}^*(v_{зв}p, t)| \times \cos[-qD + \Phi_{s,T_a}(v_{зв}p, t) + \Phi_{r,T_a}(v_{зв}p, t)] dt\}, \quad (1)$$

где A – константа, введенная для соблюдения размерности и масштаба; $Q_{s,W}$, $Q_{r,W}$ – энергетические спектры анализируемого и опорного сигналов за время накопления соответственно; \dot{S}_{T_a} , \dot{R}_{T_a} – мгновенные спектральные функции анализируемого и опорного сигналов соответственно; Φ_{s,T_a} , Φ_{r,T_a} – мгновенные фазовые спектры анализируемого и опорного сигналов соответственно; "*" – символ комплексного сопряжения.

Наибольший интерес в (1) представляет треть слагаемое – интерференционная составляющая – так как оно содержит информацию о мгновенных амплитудном и фазовом спектрах анализируемого сигнала. Для выделения амплитудного спектра необходимо в дополнение к косинусной составляющей вывести с фотоприемника синусную составляющую, что возможно за счет считывания дополнительных строк с необходимым смещением по вертикальной координате пространственных частот q , или же, как это сделано в [5], [6], организовать дополнительный оптический канал, в котором формируется второй квадратурный компонент.

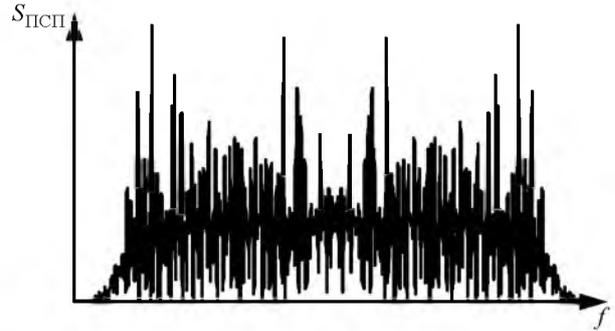


Рис. 2

Рассмотрим в качестве опорного сигнала периодическую последовательность радиоимпульсов с огибающей в форме бинарной псевдослучайной последовательности (ПСП), а именно, М-последовательности. Такой сигнал обладает широким спектром, что обеспечит широкую полосу анализа.

На рис. 2 представлен мгновенный амплитудный спектр одного периода М-последовательности, сформированной 8-разрядным регистром сдвига и перенесенной на некоторую несущую частоту.

Как следует из рис. 2, мгновенный спектр такого сигнала существенно неравномерен и, что несложно показать, нестационарен. Во избежание связанных с этим возможных искажений спектра анализируемого сигнала достаточно выполнить следующие условия: опорные радиоимпульсы длительностью τ_r должны следовать периодически и непрерывно, а τ_r должна быть не меньше временной апертуры АОМ. Тогда можно рассчитывать, что в интервале накопления заряда на фотоприемнике энергетический спектр опорного сигнала будет равномерным, а спектр анализируемого сигнала не исказится. Как показывает численное моделирование, уже за время накопления $T_H = T_a = \tau_r$ за счет циклического сдвига энергетический спектр периодической последовательности опорных радиоимпульсов выравнивается (рис. 3).

При увеличении времени накопления в целое число раз, т. е. при $T_H = n\tau_r$, где n – целое, результат не меняется. В случае же, когда время накоп-



Рис. 3

ления не кратно длительности опорного радиоимпульса, следует ожидать несущественного искажения формы энергетического спектра опорного сигнала с сохранением его относительной равномерности. Поскольку на практике время накопления, как правило, в десятки раз превышает T_a и τ_T , а его значением можно достаточно гибко управлять, то будем считать, что Q_{TW} представляет собой равномерный в полосе анализа пьедестал, неизменный для каждой итерации накопления. Так как данный компонент заряда фотоприемника постоянен при постоянном времени накопления, он может быть учтен при дальнейшей обработке и выделении спектра анализируемого сигнала.

В (1) третье слагаемое также зависит от мгновенного спектра опорного сигнала. Полагая, что квадратурная обработка уже выполнена, оценим влияние рассматриваемого опорного сигнала на форму спектра анализируемого сигнала. Для этого введем функцию ошибки:

$$e(p) = S_{T_H}(p) - S_{F,T_H}(p),$$

где $S_{T_H}(p)$ – нормированный на свой максимум амплитудный спектр анализируемого сигнала, формируемый ГАОСА за время накопления T_H ; $S_{F,T_H}(p)$ – нормированный на свой максимум амплитудный спектр анализируемого сигнала, полученный прямым преобразованием Фурье.

На рис. 4 представлены искаженная нормированная аппаратная функция (АФ) ГАОСА AF_H и ее отличие от идеальной АФ $e_{AF}(p)$.

Основное искажение наблюдается в пределах главного лепестка АФ, боковые лепестки менее подвержены искажению.

Наибольших искажений формы спектра следует ожидать для широкополосных сигналов. Так,

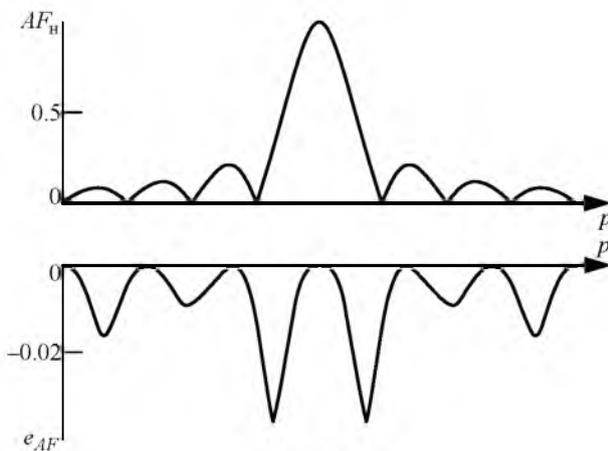


Рис. 4



Рис. 5

для сигнала в виде дельта-функции распределение ошибки по полосе частот имеет вид, представленный на рис. 5.

Несложно показать, что функция ошибки совпадает с суперпозицией спектральных функций опорного сигнала, получаемых циклическим сдвигом опорного сигнала в течение времени T_a , за которое дельта-функция проходит апертуру АОМ. Исключить эту ошибку какой-либо калибровкой, например нормировкой, как в [4], невозможно, поскольку невозможно гарантировать неизменное взаимное положение во времени опорного и анализируемого сигналов в силу того, что время прихода последнего случайно.

Помимо этого, как отмечено в [4], короткие импульсы, особенно импульсы длительностью $\tau_s < T_a$, искажаются в силу собственных спектроанализаторам с пространственным интегрированием переходных процессов входа и выхода импульса из апертуры АОМ.

Для сравнения степени искажения формы спектра сигнала, вызванного двумя указанными ранее факторами, на рис. 6 приведены графики ошибки для двух случаев: ошибки, свойственной спектроанализаторам с пространственным интегрированием (сплошная линия), и ошибки, учитывающей дополнительно нестационарность спектра опорного сигнала в виде ПСП (штриховая линия). Расчеты проведены для сигнала в виде прямоугольного радиоимпульса длительностью $\tau_s = T_a$.

Малое различие между приведенными на рис. 6 зависимостями позволяет утверждать, что искажениями спектра коротких импульсов, связанных с нестационарностью спектра опорного сигнала в виде M-последовательности, можно пренебречь.

Далее воспользовавшись тем фактом, что отрезок M-последовательности также является псевдослучайной последовательностью, а значит, имеет широкий спектр, рассмотрим случай, когда длительность одного импульса опорного сигнала и период его повторения в два раза больше времен-

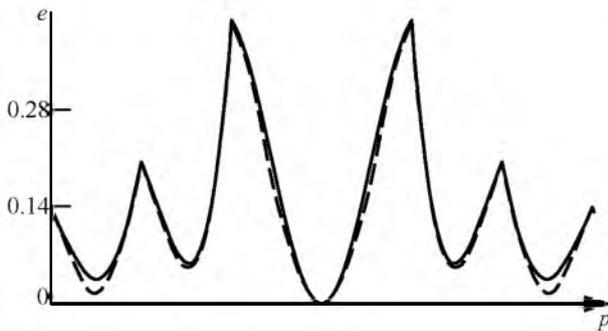


Рис. 6

ной апертуры АОМ, т. е. в каждый момент времени в апертуре АОМ находится половина импульса выбранного опорного сигнала. Энергетический спектр такого сигнала в два раза уже и в два раза выше, представленного на рис. 3. Для сравнения оба спектра представлены на рис. 7.

Таким образом, при увеличении τ_T происходит сужение полосы анализируемых частот. Этот факт может быть использован для гибкого управления режимом работы ГАОСА. Например в совокупности с перестраиваемым гетеродином, задающим несущую частоту опорного сигнала, ПСП переменной длительности позволят управлять полосой анализа.

Еще одним преимуществом рассмотренного опорного сигнала в сравнении с ЛЧМ-импульсами является простота его формирования: достаточно иметь сдвиговый регистр и гетеродин.

Таким образом, рассмотренный периодический фазоманипулированный радиосигнал, длительность

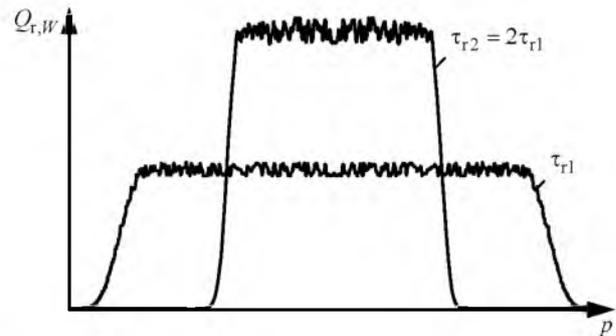


Рис. 7

и период повторения которого равны временной апертуре АОМ, может быть использован в качестве опорного сигнала в ГАОСА. Также допустимо использовать периодическую последовательность радиосигналов большей длительности и периода. Такой опорный сигнал способен обеспечить работу спектроанализатора без пропусков по времени в широкой полосе частот; его временная структура и низкий пик-фактор не повышают требований к АОМ относительно пиковой рабочей мощности. Нестационарность мгновенного спектра М-последовательности не приводит к существенным искажениям амплитудного спектра анализируемого сигнала.

Бинарный фазоманипулированный радиосигнал может быть легко сформирован с помощью сдвигового регистра и гетеродина, что делает его применение более целесообразным, чем последовательность ЛЧМ-импульсов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Акустооптические процессоры спектрального типа / под ред. В. В. Проклова, В. Н. Ушакова. М.: Радиотехника, 2012. 192 с.
2. Грачев С. В., Рогов А. Н., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический анализатор спектра с пространственным и временным интегрированием // Радиотехника. 2003. № 4. С. 23–28.
3. Балакший В. И., Парыгин В. Н., Чирков Л. Е. Физические основы акустооптики. М.: Радио и связь, 1985. 279 с.
4. Аронов Л. А., Ушаков В. Н. Гомодинный акустооптический спектроанализатор с ЛЧМ-импульсом в качестве опорного сигнала // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2013. Вып. 5. С. 59–65.
5. Rogov A. N., Sergienko A. B., Ushakov V. N. Detection and estimation of stochastic signal parameters by quadrature time-integrating acousto-optic correlator // Proc. SPIE. 1993. Vol. 2051. P. 660–665.
6. Rogov A. N., Ushakov V. N. Quadrature time-integrating acousto-optic correlator // Proc. SPIE. 1993. Vol. 2051. P. 394–400.

L. A. Aronov, V. N. Ushakov

Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

Homodyne acousto-optic spectrum analyzer with continuous periodic binary phase-modulated radio signal as reference signal

The functioning of homodyne acousto-optic spectrum analyzer with continuous periodic binary phase-modulated radio signal as reference signal is observed. It is shown that nonstationary instantaneous spectrum of this type of signal doesn't lead to significant spectrum distortions of signal to be analyzed.

Homodyne acousto-optic spectrum analyzer, reference signal, maximum length sequence, Young's interferometer

Статья поступила в редакцию 20 ноября 2014 г.