

МЕТОД АДАПТИВНОЙ ХАРАКТЕРИЗАЦИИ ТОЧЕЧНЫХ ЦЕЛЕЙ В НЕБЕЛОМ ШУМЕ

к.т.н. В.В. Сапожников, С.В. Шурыгин., А.А. Подорожняк
(представил д.т.н., проф. Ю.В. Шкварко)

Предлагается новый адаптивный метод идентификации точечных целей на фоне протяженных объектов на основе комплексирования метода доминирующих мод и гармонического разложения Писаренко (ГРП), для задач дистанционной радиоспектротометрии.

Объектом исследования настоящей работы являются методы дистанционной радиоспектротометрии (ДРС), применяемые как к задачам классического спектрального анализа, так и к формированию радиолокационных изображений. В последнем случае имеет место задача пространственного (волнового) спектрального анализа радиополей, образованных обычно рассеянием (либо излучением) совокупности точечных некогерентных источников и распределенного объекта (протяженного источника).

Объективной основой ограниченности частотного разрешения классических процедур спектрального оценивания (СО) при решении задач характеристики синусоидальных сигналов (точечных источников) в шуме служит то обстоятельство, что при их использовании шаг отсчета по обобщенной частоте $\Delta\omega$ всегда ограничен величиной, обратной размерности выборки K . Причем никакими дополнительными приемами (например, дополнением выборки нулями или взвешиванием данных) разрешающая способность классических процедур СО повышена быть не может. Таким образом низкое частотное разрешение ($\sigma \sim 1/K$) представляет собой основной недостаток классического СО.

Проведенный анализ показывает, что низкое частотное разрешение обусловлено неучетом в процедурах классического СО априорной информации о статистической структуре данных в ДРС. Такие данные объективно наделены структурой специального класса процессов авторегрессии скользящего среднего (АРСС) [1,3]. Поэтому при решении задач характеристики множественных сигналов целесообразно строить такие вычислительные

процедуры на основе алгоритмов неклассического спектрального анализа высоких порядков (High Order Spectral Analysis)[6].

Такие алгоритмы позволяют осуществить характеризацию гармонических сигналов со сверхразрешением. Последнее понимается в том смысле, что не ограничивается потенциально достижимым пределом ($\sim 1/k$) классического Фурье - анализа, основывающегося на методе формирования согласованных периодограмм [1, 2].

Для решения задачи синтеза алгоритма адаптивной характеристики множественных сигналов целесообразно использовать процедуры, основанные на разделении сигнального и шумового подпространства наблюдений [1, 3, 5]. Одной из таких процедур дающей удовлетворительные результаты при достаточно малом отношении сигнал / "белый" шум, является алгоритм гармонического разложения Писаренко.

В основу данной процедуры положено свойство ортогональности собственных векторов \mathbf{g}_i корреляционной матрицы \mathbf{R}_u всем строкам матрицы законов информационной модуляции \mathbf{S} . То есть:

$$\mathbf{S}_{\mathbf{g}_i}^T = \mathbf{0}; \quad i = \mathbf{P} + 1, \dots, \mathbf{M}, \quad (1)$$

где \mathbf{P} - количество синусоидальных сигналов в наблюдении;

$\mathbf{M} \times \mathbf{M}$ - размерность корреляционной матрицы наблюдений \mathbf{R}_u .

В этом случае возможно разделение шумового и сигнального подпространств:

$$\mathbf{R}_u = \sum_{i=1}^{\mathbf{P}} (\lambda_i - \sigma^2) \bar{\mathbf{g}}_i \bar{\mathbf{g}}_i^+ + \sigma^2 \mathbf{I}, \quad (2)$$

где $\{\lambda_p; p = 1, 2, \dots, \mathbf{P}\}$ - вектор собственных значений корреляционной матрицы \mathbf{R}_u ;

σ^2 - дисперсия "белого" шума;

\mathbf{I} - единичная матрица.

Анализируя выражение (2) сделаем вывод: количеству гармонических сигналов в наблюдениях $\{\mathbf{U}(\mathbf{k})\}$ соответствует \mathbf{P} наибольших собственных значений корреляционной матрицы \mathbf{R}_u , остальные $\mathbf{M} - \mathbf{P}$ собственных значений приближенно равны между собой и соответствуют σ^2 .

Но в данной процедуре характеристики порядка \mathbf{P} многосигнальной модели наблюдений $\{\mathbf{U}(\mathbf{k})\}$ критический элемент - это возможная неоднозначность в выборе порога на этапе классификации собственных значений с их разделением на минимальные σ^2 и главные $\{\lambda_i + \sigma^2; i = 1, 2, \dots, \mathbf{P}\}$. На

практике [4, 5] для большинства характерных ситуаций различие между σ^2 и минимальным собственным числом $\lambda_p + \sigma^2$ весьма существенно лишь в одном предельном случае: имеет место чисто линейчатая модель спектра многосигнального процесса, регистрируемого в смеси с чисто "белым" шумом, то есть при отсутствии в наблюдениях $\{U(k)\}$ небелой шумовой компоненты.

Настоящая статья развивает новый подход к задачам высокоточного разрешения точечных целей на фоне радиолокационных изображений (РЛИ) протяженных объектов (т.е. при наличии небелой компоненты в шумах наблюдения).

В основу математического формализма задачи положена обобщенная дискретная модель стохастического уравнения наблюдения (УН) [4]:

$$U(k) = S_{\Sigma(p)}(k) + N(k) = \sum_{p=1}^P E_p \cdot \exp\{jk\omega_p\} + N(k), \quad (3)$$

где $k = 0, 1, \dots, K-1$;

E_p - спектральные амплитуды;

ω_p - значения частотных параметров $\{\hat{\omega}_p\}$, задающих положение спектральных линий в диапазоне анализа $\Omega \ni \omega_p$;

$S_{\Sigma(p)}(k)$ - сигнальная компонента в наблюдениях;

$N(k)$ - шумовая компонента.

В векторно-матричной форме уравнение (3) принимает следующий вид:

$$\begin{aligned} \vec{U} &= \vec{S}_{\Sigma(p)} + \vec{N} = \mathbf{S}\vec{E} + \vec{N}; \\ (\dim \vec{U} &= k, \dim \vec{E} = P) \end{aligned} \quad (4)$$

с $K \times P$ матрицей преобразования \mathbf{S} в форме матрицы Вандермонда [1]:

$$\mathbf{S} = \mathbf{S}(\vec{\omega}) = \begin{vmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ \exp(j\omega_1) & \exp(j\omega_2) & \dots & \exp(j\omega_p) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \exp(j(k-1)\omega_1) & \exp(j(k-1)\omega_2) & \dots & \exp(j(k-1)\omega_p) \end{vmatrix} \quad (5)$$

Компоненты ω_p при этом образуют векторный аргумент:

$$\vec{\omega} = \underset{P}{\text{col}}\{\omega_p\}_{p=1}^P = (\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_p)^T \quad (6)$$

матрицы преобразования $\mathbf{S}(\vec{\omega})$.

Вторая компонента $\{\mathbf{N}(\mathbf{k})\}$ в УН также содержит две компоненты:

$$\vec{\mathbf{N}} = \vec{\mathbf{N}}_{\text{нр}} + \vec{\mathbf{N}}_{\delta} \quad (7)$$

Первое слагаемое $\vec{\mathbf{N}}_{\text{нр}}$ в (6) отражает вклад в наблюдения протяженного источника помех:

$$\vec{\mathbf{N}}_{\text{нр}} = \int_{\Omega} \vec{\mathbf{S}}_0(\omega) \mathbf{e}(\omega) d\omega \quad (8)$$

со спектральными амплитудами $\mathbf{e}(\omega) d\omega$ в области анализа $\Omega \omega$ и векторным ядром преобразования

$$\vec{\mathbf{S}}_0(\omega) = [\exp(j\omega) \exp(j2\omega) \dots \exp(jM\omega)]^+ \quad (9)$$

Второе слагаемое $\vec{\mathbf{N}}_{\delta}$ в (9) есть гауссовский вектор “белых” шумов наблюдения с корреляционной матрицей

$$\mathbf{R}_{\text{NS}} = \sigma^2 \mathbf{I} \quad (10)$$

где \mathbf{I} - единичная матрица ($\dim \mathbf{I} = \mathbf{K} \times \mathbf{K}$).

В результате полная составная модель УН задает гауссовский вектор \mathbf{U} с нулевым средним значением и корреляционной матрицей вида:

$$\mathbf{R}_u = \mathbf{S}(\bar{\omega}) \mathbf{B}_{(p)} \mathbf{S}^+(\bar{\omega}) + \int_{\Omega} \mathbf{B}(\omega) \vec{\mathbf{S}}_0(\omega) \vec{\mathbf{S}}_0^+(\omega) d\omega + \sigma^2 \mathbf{I}, \quad (11)$$

где $\vec{\mathbf{S}}_0^+(\omega) = \vec{\mathbf{S}}_0^{\text{T}*}(\omega)$ - эрмитово сопряженное векторное ядро преобразования (9);

$$\mathbf{B}_p = \text{diag}\{\mathbf{B}_p\} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 & \dots & \mathbf{0} \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{0} & \dots & \mathbf{B}_p \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{B}_p = \langle \langle \mathbf{E}_p^2 \rangle \rangle; \quad p = 1, 2, \dots, P.$$

Итак, наличие кроме δ - коррелированной компоненты $\sigma^2 \mathbf{I}$, также интегральной компоненты

$$\mathbf{R}_{\cdot p}(\mathbf{B}(\omega)) = \int_{\Omega} \mathbf{B}(\omega) \vec{\mathbf{S}}_0(\omega) \vec{\mathbf{S}}_0^+(\omega) d\omega, \quad (12)$$

обусловленный вкладом протяженного источника с неизвестным спектром $\mathbf{B}(\omega)$ в диапазоне анализа $\Omega \omega$, принципиально отличает описание таких наблюдений $\vec{\mathbf{U}}$ от моделей содержащих только “белый” шум [1, 4, 5, 6].

Таким образом, наличие компоненты $\mathbf{V}(\omega)$, $\omega \in \Omega$ в анализируемом спектре не позволяет однозначно разделить пространство наблюдений на шумовую и сигнальную компоненты.

Для решения задачи характеристики спектральных линий в смеси с непрерывной компонентой спектра в настоящей статье предлагается следующий подход.

Наблюдения $\mathbf{U}(\mathbf{k})$ аппроксимируются \mathbf{P} гармоническими компонентами-модами. При этом число мод изменяется на некотором интервале значений $[\mathbf{P}_{\min}, \mathbf{P}_{\max}]$, выбираемом априорно. Гармоническая аппроксимация осуществляется в соответствии с процедурой гармонического разложения Писаренко, основанной на анализе собственных значений корреляционной матрицы наблюдений. Каждая такая процедура завершается нахождением оценок:

$$\left\{ \hat{\mathbf{E}}_p, \hat{\mathbf{W}}_p \right\}_{p=1}^{\hat{\mathbf{P}}} \quad (13)$$

для каждой конкретной \mathbf{P} из интервала $[\mathbf{P}_{\min}, \mathbf{P}_{\max}]$.

Регуляризационная идея развиваемого подхода состоит в выработке решающей процедуры для выбора оценок (13) тех компонент, которые соответствуют собственно доминирующим модам. С понятием доминирую-

щих мод мы связываем те значения $\left\{ \hat{\mathbf{W}}_p \right\}_{p=1}^{\hat{\mathbf{P}}}$, которые не меняют своего

положения на всех оценках (13) в диапазоне $[\mathbf{P}_{\min}, \mathbf{P}_{\max}]$.

Таким образом тест на выявление синусоидальных составляющих в составных помехах состоит в сопоставлении наборов оценок параметров (13)

для различных $\mathbf{P} \in [\mathbf{P}_{\min}, \mathbf{P}_{\max}]$ и установлении тех $\hat{\mathbf{P}}$ из них, положение которых остается неизменным (с точностью до ширины интервала $\Delta\omega$).

При превышении $\left| \hat{\mathbf{E}}_p \right|$ фиксированного порогового значения (в данной за-

даче - 10 дБ) мы выделяем собственно $\hat{\mathbf{P}}$ таких доминирующих мод.

Результаты машинного эксперимента по верификации такой процедуры приведены на рис.1 - 4. Тестовый пример соответствует [1].



Рисунок 1 - Тестовый пример наблюдения 4-х источников на фоне шума и 2-х протяженных компонент

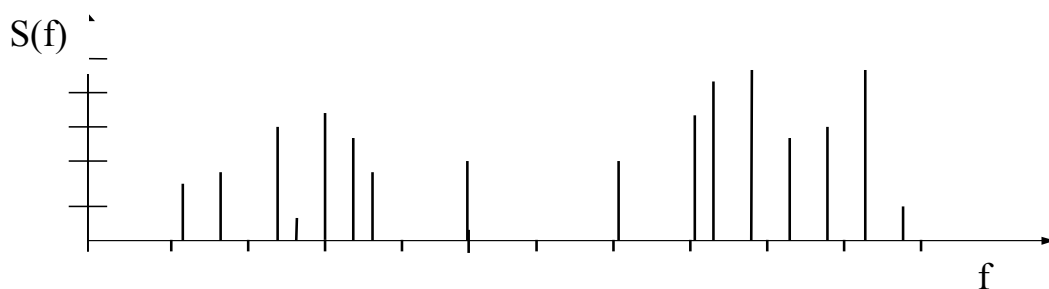


Рисунок 2 - Результаты гармонической аппроксимации спектра наблюдений 16 - ю модами

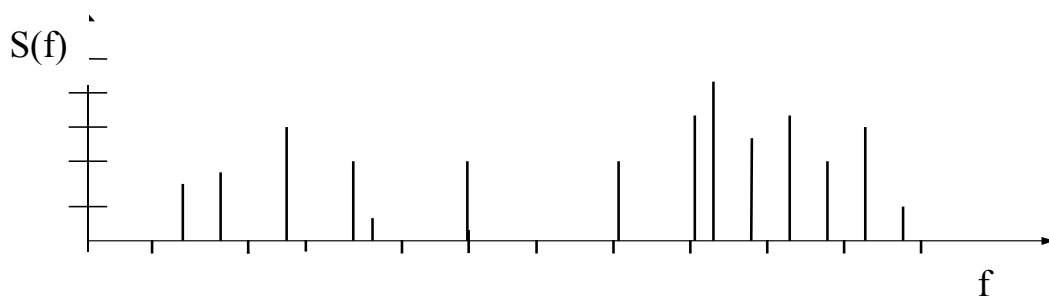


Рисунок 3 - Результаты гармонической аппроксимации спектра наблюдений 14 - ю модами

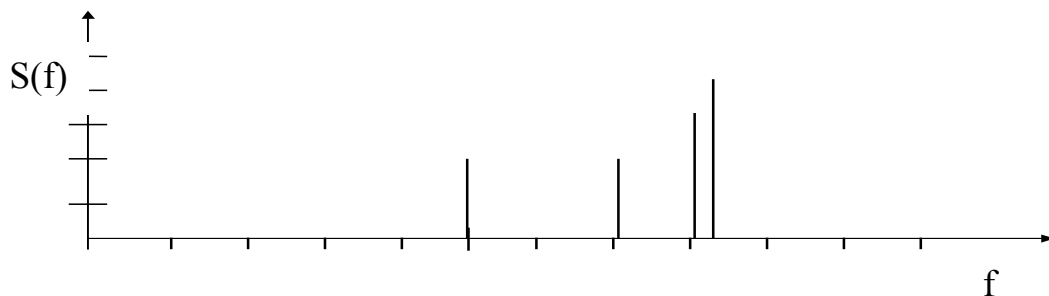


Рисунок 4 - Реализация метода доминирующих мод

Алгоритм структуры метода доминирующих мод приведен на рис.5.

- РЕГИСТРАЦИЯ НАБЛЮДЕНИЙ - \mathbf{k} - отсчетов процесса $\{\mathbf{U}(\mathbf{k})\}$
- ГАРМОНИЧЕСКОЕ РАЗЛОЖЕНИЕ ПИСАРЕНКО И ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОМПЛЕКСНЫХ ЭКСПОНЕНТ
 - формирование автокорреляционной матрицы наблюдений \mathbf{R}_U ;
 - анализ собственных значений матрицы \mathbf{R}_U и определение минимальных собственных значений, соответствующих σ^2 ;
 - выбор собственного вектора, связанного с σ^2 , формирование и определение нулей характеристического полинома;
 - оценивание параметров.
- ОЦЕНИВАНИЕ УСТОЙЧИВЫХ МОД
 - применение метода доминирующих мод;
- ВЫХОДНАЯ ИНФОРМАЦИЯ $\left(\hat{\mathbf{w}}, \hat{\mathbf{E}} \right)$ - комплексный линейчатый спектр, содержащий параметры доминирующих мод

Рисунок 5 - Краткая запись алгоритма метода доминирующих мод

ЛИТЕРАТУРА

1. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения - М.: Мир, 1990. – 584 с.
2. Отнес Р., Эноксон Л. Прикладной анализ временных рядов. Основные методы - М.: Мир, 1982. - 428с.
3. Кей С.М., Марпл С.Л. Современные методы спектрального анализа Обзор // ТНИЭР. - 1982. - Т. 69, № 11.- с. 5 - 51.
4. Фалькович С.Е., Пономарев В.И., Шкварко Ю.В. Оптимальный прием пространственно - временных сигналов в радиоканалах с рассеянием М.: Радио и связь, 1989. - 294 с.
5. Шкварко Ю.В., Сапожников В.В. Комплексование неклассических методов параметрического и непараметрического спектрального оценивания в задачах формирования и анализа радиоизображений // НТК “Проблемы совершенствования систем управления и связи” - Харьков: НАНУ, ПАНИ, ХВУ, - 1997. – С. 24.
6. Haykin S. Adaptive filter theory - Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986.