

МНОГОМЕРНОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ–РАЗЛИЧЕНИЕ СИГНАЛОВ И ОЦЕНКА ИХ ПАРАМЕТРОВ

Вертоградов Г.Г., Иванов Н.М., Шевченко В.Н.

ГКБ “Связь”, пр. Соколова 96, 344010, Ростов на Дону, Россия

Email: gkbsviaz@don.sitek.net; vgg@phys.rsu.ru

Совершенствование систем связи, локации, опознавания и других, использующих сложные широкополосные сигналы с малой спектральной плотностью мощности (одночастотные псевдослучайные и многочастотные со скачкообразным изменением частоты) [1], и необходимость определения их структуры порождают проблемы обнаружения и оценки параметров их сигналов с высокой точностью. Эти проблемы связаны с тем, что все известные способы определения параметров сигналов (частота, пеленг и т.д.) предполагают определенную процедуру их обнаружения сравнением с порогом амплитуды либо с порогом энергетического спектра сигнала, принятого одним антенным элементом (АЭ). Адаптация уровня порога не реализуема в широкой полосе приема, а фиксированный уровень порога приводит к потере чувствительности или к увеличению вычислительных затрат.

В настоящем сообщении рассматривается алгоритм обработки широкополосных одночастотных и многочастотных сигналов с малой спектральной плотностью мощности. Алгоритм основан на корреляционных методах и применим к устройствам цифрового съема информации с нескольких пространственно разнесенных антенных элементов (АЭ). Разработанный алгоритм использует корреляционный метод как при поиске и локализации сигналов по частоте и времени, так и при пеленговании. Алгоритм отличается тем, что пороги обнаружения устанавливаются не по амплитуде сигнала или его спектральной плотности мощности, а по коэффициентам частотной и временной корреляции, найденным осреднением в пространственной области. Остановимся на основных моментах предлагаемого алгоритма.

Алгоритм обработки в частотной области

1. Когерентно принимаются и синхронно регистрируются многочастотные временные сигналы $x_n(t)$, где n - номер АЭ, t - номер временного отсчета, для всех баз, образованных опорной ($n = 0$) и всеми остальными входящими в решетку антеннами ($n = 1 \dots N$).

2. Вычисляются комплексные временные спектры сигналов $\dot{S}_n(f) = F_t \{x_n(t)\}$, где F_t - оператор прямого преобразования Фурье по времени, f - номер частотного отсчета.

3. Определяется энергетический спектр сигнала на опорном АЭ $|\dot{S}_0(f)|^2$ и выбирается частотный отчет f_j с максимальным значением спектральной амплитуды.

4. Находятся взаимные спектральные плотности $\dot{V}_n(f) = \dot{S}_n(f) \cdot \dot{S}_0^*(f)$ и комплексные коэффициенты взаимной корреляции по формуле

$$\dot{K}(f, f_j) = \sum_n \dot{V}_n(f) \cdot \dot{V}_n^*(f_j) / \sqrt{\sum_n |\dot{V}_n(f)|^2 \cdot \sum_n |\dot{V}_n(f_j)|^2}. \quad (1)$$

Выражение (1) есть уровень частотной корреляции, осредненный в пространственной области.

5. Значения $|\dot{K}(f, f_j)|$ сравниваются с заданным порогом корреляции, и частоты, на которых превышен порог, приписывают к сигналу j -го источника, и определяется его полоса δf_j (не обязательно связная).

6. В полосе δf_j вычисляются $\dot{W}_{jn} = \sum_{\delta f_j} \dot{V}_n(f)$ - осредненная по частоте спектральная комплексная амплитуда сигнала j -го источника на n -ом АЭ; $E_j = \sum_{\delta f_j} |\dot{V}_0(f)|^2$ - энергия сигнала j -го

источника в полосе δf_j ; $\bar{f}_j = \sum_{\delta f_j} f \cdot |\dot{V}_0(f)|^2 / E_j$ - средневзвешенные частота излучения.

7. Из полосы анализа вырезается область δf_j (не обязательно связная).

8. Шаги 3...7 повторяются до тех пор, пока энергия вновь обнаруженного сигнала не станет ниже заданного порога или не будет превышено заданное количество обнаруживаемых источников.

После выполнения описанной процедуры в данный момент времени (неопределенность по времени равна длительности временной выборки) будут найдены: количество источников излучения;

средневзвешенные частоты излучения; области частот, занятые каждым источником (не обязательно связанные); энергия сигнала каждого источника.

Дальнейшая обработка предполагает следующий алгоритм определения длительности сигналов каждого из обнаруженных источников излучения.

Алгоритм обработки во временной области

- A. Процедура частотного обнаружения (шаги 1...8) многократно повторяется во временной области (не обязательно связанной).
- B. После каждого цикла съема с номером $k \geq 2$ и частотной обработки определяются комплексные коэффициенты взаимной корреляции спектральных комплексных амплитуд по формуле

$$\dot{R}_{kj} = \sum_n \dot{W}_{kjn} \cdot \dot{W}_{k-1jn}^* / \sqrt{\sum_n |\dot{W}_{kjn}|^2 \cdot \sum_n |\dot{W}_{k-1jn}|^2} \quad (2)$$

- C. При превышении порога корреляции модулем $|\dot{R}_{kj}|$ принимается решение об активном состоянии источника на частоте f_j .
- D. Находятся осредненные по времени спектральные комплексные амплитуды $\dot{W}_{jn} = \dot{W}_{kjn} + \dot{W}_{k-1jn}$, которые используются на следующем цикле по времени (шаги B...D) в качестве амплитуд \dot{W}_{k-1jn} .
- E. При уменьшении модуля корреляции $|\dot{R}_{kj}|$ ниже уровня порога принимают решение об изменении состояния источника на частоте f_j .
- F. Шаги A...E для каждого из обнаруженных источников повторяют до тех пор, пока его состояние не изменится или пока не будет превышен заданный порог числа осреднений по времени.

В результате выполнения описанной процедуры дополнительно определяются: длительность активности источника излучения; амплитудно-фазовое распределение поля каждого из источников, осредненное по времени и полосе; энергия сигнала каждого источника; полоса частот, занимаемая излучением источника (не обязательно связанная).

Отметим, что описанная процедура частотно-временного обнаружения имеет простой физический смысл. Каждый из порогов задает минимальную угловую близость двух источников излучения, при которой обнаружитель еще будет различать их как разные. Такая интерпретация становится понятной из описываемой ниже методики вычисления угловых координат.

Определение угловых координат источника излучения

На заключительном этапе обработки по найденному амплитудно-фазовому распределению поля по апертуре для каждого источника излучения определяются азимутальные α_{j0} и угломестные β_{j0} углы прихода радиоволны. Для этого вычисляется реальная часть синтезированной ДН по формуле:

$$\text{Re } \dot{D}_j(\alpha_m, \beta_h) = \sum_{n=0}^N \text{Re} [\dot{W}_{nj} \cdot d_n(m, h) \cdot \phi_{m,h}(\bar{f}_j, n)],$$

где $d_n(m, h)$ – диаграмма направленности n -ой антенны, $m = 0 \dots M - 1$ – номер узла сетки наведения по азимуту, $h = 0 \dots H - 1$ – номер узла сетки наведения по углу места, $\phi_{m,h}(\bar{f}_j, n)$ – плосковолновая модельная фазирующая функция, зависящая от конфигурации АР. Максимуму $\text{Re } \dot{D}_j(\alpha_m, \beta_h)$ соответствуют пеленги на j -ый источник [2], решение о достоверности которых принимают по критерию близости формы волнового фронта к плоскому. Достаточным условием этого события является выполнение неравенства

$$\Phi = \arcsin \left\{ \sqrt{1 - \frac{[\text{Re } \dot{D}_j(\alpha_{j0}, \beta_{j0})]^2}{\sum_n |\dot{W}_{nj}|^2 \cdot \sum_n d_n^2(\alpha_{j0}, \beta_{j0})}} \right\} \leq \varepsilon,$$

где величина Φ имеет смысл углового среднеквадратичного отклонения измеренного амплитудно-фазового распределения от теоретического для плоской монохроматической волны, а ε – порог.

Выводы

1. Для антенных решеток с цифровой обработкой сигналов предложен алгоритм обнаружения и локализации источников излучения в частотной и временной областях в полосе частотного анализа, значительно превышающей полосу одиночного сигнала.

2. Корреляционный алгоритм эффективен как при одновременном, так и при последовательном съеме информации с АЭ решетки.
3. Точность временной локализации определяется длительностью однократного съема информации со всех АЭ решетки, а точность частотной локализации соответственно равна обратной величине длительности временной выборки, получаемой с одного АЭ.
4. Предложена методика оценки достоверности пеленгов обнаруженных сигналов по критерию близости волнового фронта принимаемых волн к плоскому.

Литература

1. Диксон Р. К. Широкополосные системы. – М.: Связь, 1979.
2. Ivanov N.M., Shevchenko V.N., Vertogradov G.G. Multi-Path Field Separation by Wide Base Correlative Interferometer. Millennium Conference on Antennas & Propagation AP-2000, 9–14 April 2000, Davos, Switzerland.



MULTIDIMENSIONAL DETECTION-DISCRIMINATION OF SIGNAL AND ESTIMATION OF THEIR PARAMETERS

Chevtchenko V.N., Ivanov N.M., Vertogradov G.G.

GKB "Svyaz", Sokolov Street 96, 344010, Rostov-on-Don, Russia

Email: gkbsviaz@don.sitek.net; vgg@phys.rsu.ru

In this paper the algorithm of processing of broadband single-frequency and multi-frequency signals with low power spectral densities is considered [1]. The considered algorithm uses correlative technique both during search and localization of signals in time and frequency domains and also during direction finding.

Algorithm of processing in the frequency domain

1. Multi-frequency time-division signals $x_n(t)$ are coherently received and synchronously registered, where n is antenna aerial (AA) number, t – time count number for all bases formed by reference ($n = 0$) antenna and by all remaining antennas ($n = 1 \dots N$).
2. The complex time spectrums of signal $\dot{S}_n(f)$ are computed.
3. The signal energy spectrum $|\dot{S}_0(f)|^2$ on the reference AA is determined and frequency count f_j with maximal spectral amplitude is selected.
4. The mutual spectral densities $\dot{V}_n(f) = \dot{S}_n(f) \cdot \dot{S}_0^*(f)$ and the complex coefficients of cross-correlation are defined by the next expression:

$$\dot{K}(f, f_j) = \sum_n \dot{V}_n(f) \cdot \dot{V}_n^*(f_j) / \sqrt{\sum_n |\dot{V}_n(f)|^2 \cdot \sum_n |\dot{V}_n(f_j)|^2}. \quad (1)$$

The expression (1) is a frequency correlation level averaged in a space area.

5. $|\dot{K}(f, f_j)|$ are compared with the specified correlation threshold and frequencies with exceeded threshold are assigned to j -th source signal with it bandwidth δf_j determination (δf_j is not necessarily continuous).
6. In the bandwidth δf_j there are computed: $\dot{W}_j = \sum_n \dot{V}_n(f)$ – j -th source signal complex spectral amplitude on the n -th AA average in frequency; $E_j = \sum_n |\dot{V}_n(f)|^2$ – j -th source energy in δf_j bandwidth; $\bar{f}_j = \sum_n f \cdot |\dot{V}_n(f)|^2 / E_j$ – average weighted frequency.
7. An area of δf_j (not necessarily continuous) is cut out from analyzed band.
8. Steps 3...7 are repeated until energy of newly detected will become lower than specified threshold level or until the specified number of detected sources will be exceeded.

After fulfillment of described procedure at the given moment there will be found: number of emission sources; average weighted frequencies; frequency bands occupied by each of sources (band are not necessarily continuous); energy of every source. The further processing presumes the following algorithm for detected signals duration determination.

Algorithm of processing in the time domain

- A. Detection procedure for detection in the frequency domain (steps 1...8) is reiterated in the time domain (which is not necessarily continuous).
- B. After every cycle of reading with a number $k \geq 2$ and frequency processing the complex coefficients of spectral amplitudes cross-correlation are defined with aid of formula:

$$\dot{R}_{kj} = \sum_n \dot{W}_{kjn} \cdot \dot{W}_{k-1jn}^* / \sqrt{\sum_n |\dot{W}_{kjn}|^2 \cdot \sum_n |\dot{W}_{k-1jn}|^2} \quad (2)$$

- C. If $|\dot{R}_{kj}|$ exceeds the threshold, the decision about emission activity on f_j is made.
- D. The averaged in time complex spectral amplitudes $\dot{W}_{jn} = \dot{W}_{kjn} + \dot{W}_{k-1jn}$, which are used as amplitudes \dot{W}_{k-1jn} during the next (in time) cycle (steps B...D), are determined.
- E. When correlation module $|\dot{R}_{kj}|$ decreases lower than threshold level the decision is made about changes in the state of source at frequency f_j .
- F. The steps A...E for each of detected sources is repeated till its state will be changed or till the specified threshold number of averaging in time will be exceeded.

As a result of described procedure there are additionally determined: emission source activity duration; every source field amplitude-phase distribution averaged in the time and in the frequency band; every source signal energy; frequency band occupied by emission of source (the band is not necessarily continuous). It should be noted that described above procedure of detection in the time and frequency domains possesses a simple physical sense. Each of thresholds specifies the minimal angular proximity of two-emission sources when detector still can distinguish these sources as different ones. Such interpretation become more understandable from described below procedure of the angular coordinate computation.

Determination of emission source angular coordinates

At the final stage of processing the azimuth α_{j0} and elevation β_{j0} angles of radio wave arrivals are determined from previously obtained amplitude-phase distribution of the field on the aperture \dot{W}_{jn} . With this purpose the real part of synthesized antenna pattern is computed with use of the formula:

$$\text{Re } \dot{D}_j(\alpha_m, \beta_h) = \sum_{n=0}^N \text{Re} [\dot{W}_{nj} \cdot d_n(m, h) \cdot \dot{\varphi}_{m,h}(\bar{f}_j, n)],$$

where $d_n(m, h)$ is n -th antenna pattern; $m = 0 \dots M - 1$ are numbers of azimuth grid nodes; $\dot{\varphi}_{m,h}(\bar{f}_j, n)$ is plane wave modeling phasing function dependent on antenna array configuration. Maximum of $\text{Re } \dot{D}_j(\alpha_m, \beta_h)$ corresponds to j -th source bearing [2]; decision about credibility of these bearings is made in accordance with criterion of wave front form proximity with the plane wave front. A sufficiently conditions for this event concludes the fulfillment of an inequality:

$$\Phi = \arcsin \left\{ \sqrt{1 - \left[\text{Re } \dot{D}_j(\alpha_{j0}, \beta_{j0}) \right]^2 / \left[\sum_n |\dot{W}_{nj}|^2 \cdot \sum_n d_n^2(\alpha_{j0}, \beta_{j0}) \right]} \right\} \leq \varepsilon,$$

where meaning of Φ value is root-mean-square deviation of measured amplitude-phase distribution from theoretical data for case of plane monochromatic wave; ε is a threshold.

Conclusions

1. For antenna arrays with digital signal processing, the algorithm is suggested for emission sources detection and localization in the frequency and time domains with the frequency analysis band, which essentially exceeds the single signal band.
2. The correlative algorithm is quite efficient both for simultaneous and serial reading of information from the AAs.
3. The accuracy of the time localization is defined by duration of a single reading of information from all AAs; the accuracy of the frequency localization is equal respectively to inverse value of time sample duration from one AE.
4. The procedure is proposed for signal bearing credibility evaluation with using the criterion of received wave front proximity to plane wave front.

References

1. Dixon R. C. Spread spectrum systems. JOHN WILEY & SONS, 1976.
2. Ivanov N., Shevchenko V., Vertogradov G. Multi-Path Field Separation by Wide Base Correlative Interferometer. Millennium Conference on Antennas & Propagation AP-2000, 9-14 April 2000, Davos, Switzerland.