

ОСОБЕННОСТИ АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНОЙ ПЕРЕСТРОЙКОЙ РАДИОЧАСТОТЫ

Под адаптивной пространственно-временной обработкой сигналов (АПВОС) в общем случае понимают некоторую совокупность действий над сигналами, принимаемыми в различных точках пространства (сигналами на выходах разнесенных в пространстве антенн), позволяющую с максимальным качеством извлечь содержащуюся в них информацию [1]. При этом пространственная (выбор амплитудно-фазового распределения токов на выходах разнесенных в пространстве антенн) и временная (различного рода фильтрация скалярных сигналов) обработки осуществляются одновременно и оптимизируются как по одному, так и по разным, но взаимосвязанным, критериям.

Объективным основанием для применения алгоритмов АПВОС, реализующих традиционные критерии МСКО, МОСП и ММВ, являются различия пространственных структур сигнала и помехи. При этом МСКО-, МОСП- и ММВ-алгоритмы, в конечном счете, отличаются друг от друга только лишь тем, каким образом учитывается и используется неравенство $\vec{V}_S \neq \beta \vec{V}_i$, где \vec{V}_S , \vec{V}_i - векторы, элементы которых с точностью до постоянного коэффициента β совпадают с составляющими полезного сигнала и помех соответственно на выходах антенных элементов (АЭ). В случае критериев МОСП и такой учет осуществляется, собственно, заданием пространственной структуры сигнала (постулируется наличие вектора \vec{V}_y , удовлетворяющего условию $\vec{V}_y = \beta \vec{V}_S$). Критерий МСКО в свою очередь опирается на знание временной структуры сигнала (постулируется наличие опорного сигнала $r(t)$, удовлетворяющего условиям $E\{r(t)s^*(t)\} \neq 0$, $E\{r(t)p_l^*(t)\} \neq 0$, $l = \overline{1, L}$, где $E\{\bullet\}$ - оператор математического ожидания, $s(t)$ - полезный сигнал, $p(t)$ - помеха, $*$ - знак комплексного сопряжения), что в узкополосном приближении, аналогично заданию $\vec{V}_y = \beta \vec{V}_S$. Наконец, в случае критерия ММВ условие $\vec{V}_S \neq \beta \vec{V}_i$ может быть использовано, если существует возможность осуществить расчет вектора весовых коэффициентов (ВВК) при отсутствии на входе адаптивной антенной решетки (ААР) полезного сигнала или же приняты меры, исключаяющие его непреднамеренное подавление.

Существенной особенностью МОСП- и ММВ-алгоритмов является их инвариантность к временной структуре как помех, так и полезного сигнала (естественно, что об инвариантности речь может идти только для сигналов и помех, узкополосных в пространственно-временном смысле). Следовательно, эти алгоритмы достаточно универсальны и их применение не связано с конкретным видом модуляции или режимом работы радиолинии. Вместе с тем МСКО-алгоритмы "жестко" связаны с конкретной временной структурой сигнала и возможность их применения непосредственно определяется возможностью формирования опорного сигнала. С этой точки зрения МСКО-алгоритмы менее универсальны и применимы только для некоторых специальных видов модуляции [2, 3, 4]. Вопросы формирования опорного сигнала представляют собой достаточно сложную техническую проблему и подробно рассмотрены в монографии [2].

Вместе с тем в последнее время опубликован ряд работ, посвященных анализу и синтезу алгоритмов АПВОС применительно к классам сигналов, обладающих характерными особенностями, непосредственно не учитываемыми в традиционных критериях оптимальности (МСКО, МОСП, ММВ) [1]. В рамках этих работ развитие традиционной теории АПВОС осуществляется по двум основным направлениям:

- согласование традиционных алгоритмов АПВОС со специфической частотно-временной структурой полезного сигнала;
- непосредственное использование характерных особенностей временной (частотно-временной) структуры сигнала в качестве признака, позволяющего различать сигналы и помехи.

К первому направлению, в основном, относятся работы, посвященные анализу и синтезу алгоритмов адаптивной пространственной обработки сигналов с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ) [1, 5, 6, 7]. Наиболее характерными представителями второго направления, на наш взгляд, являются работы, посвященные адаптивной пространственной обработке сигналов с угловы-

ми видами модуляции и так называемых “сигналов с пассивной паузой” и “циклостационарных” сигналов [8,9].

В случае сигналов с ППРЧ классическая модель справедлива только для некоторого конкретного значения несущей частоты. При этом каждое изменение частоты приводит к изменению вектора \vec{V}_s и в этом смысле эквивалентно скачкообразному изменению направления прихода сигнала. Другими словами, в течение временного интервала $\Delta\tau_i$ ($\Delta\tau_i$ - продолжительность i -ой частотной позиции) на выходах АЭ наблюдается вектор

$$\vec{S}(t, \Delta\tau_i) = s(t)\vec{V}_s(\Delta\tau_i), \quad (1)$$

где $\vec{V}_s(\Delta\tau_i) \in G_v; G_v = [\vec{V}_{s1}, \vec{V}_{s2}, \dots, \vec{V}_{sM}]$ M - число частотных позиций (значений несущих частот); $\vec{V}_{sk} = \vec{V}(\Theta_s, \omega_{0k}) = \vec{V}(\Theta_{sk}, \omega_0)$.

Заметим, что поскольку частоты (в общем случае и величина $\Delta\tau_i$) изменяются по псевдослучайному закону, то в (1) $\vec{V}_s(\Delta\tau_i)$ можно интерпретировать как реализацию соответствующей случайной величины (случайную выборку из множества G_v). Естественно, что для модели (1) ВВК, полученный для детерминированного значения вектора \vec{V}_s , не являются оптимальными и соответствующие алгоритмы неприменимы. Однако в случае, когда на входе ААР отсутствуют помехи, согласованная фильтрация полезного сигнала может быть обеспечена за счет синхронного с изменением несущей частоты изменения вектора \vec{V}_y . В результате ВВК, оптимизирующий выходное отношение сигнал/шум принимает вид

$$\vec{W} = \beta\vec{V}_y(\Delta\tau_i), \quad \vec{V}_y(\Delta\tau_i) = \vec{V}_s(\Delta\tau_i). \quad (2)$$

Очевидно, что для реализации (2) необходимо точно знать все параметры, определяющие вектор \vec{V}_s , и кроме того - значение несущей частоты, момент смены несущей частоты и величину $\Delta\tau_i$.

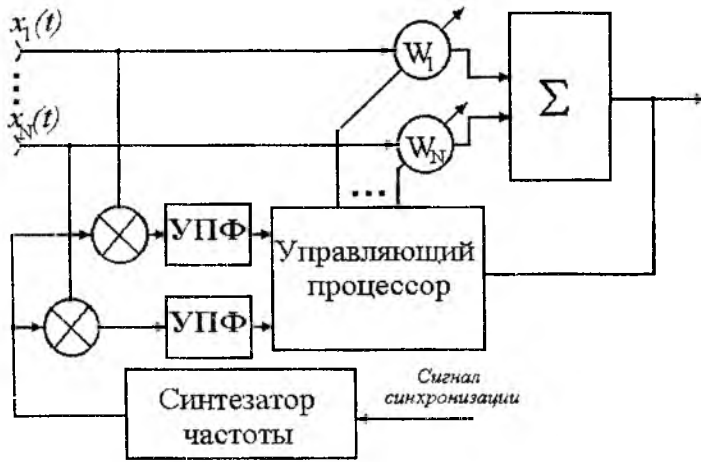


Рис. 1

таких сигналов структурная схема ААР принимает вид, показанный на рис. 1, где УПФ обозначен блок, осуществляющий частотную фильтрацию в полосе сигнала.

Применительно к данной структурной схеме в работах [1, 11] показано, что после приведения к фиксированной промежуточной частоте и узкополосной фильтрации, присутствующая на входе ААР широкополосная помеха становится эквивалентной узкополосной помехе, совпадающей по несущей частоте с полезным сигналом. По аналогии (1) такую помеху можно представить в виде

$$\vec{P}_l(t, \Delta\tau_i) = p_l(t)\vec{V}_l(\Delta\tau_i), \quad (3)$$

где $\vec{V}_l(\Delta\tau_i) \in G_{vl}; G_{vl} = [\vec{V}_{l1}, \vec{V}_{l2}, \dots, \vec{V}_{lM}]$.

При наличии помех типа (3) классические алгоритмы АПВОС или соответствующие рекуррентные процедуры применимы только в том случае, когда время, необходимое для формирования выборочной корреляционной матрицы (КМ) и ее обращения (вычисление

$\bar{Q} \left(\lambda_{\min} \left(\hat{\mathbf{R}}_{xx} \right) \right)$), существенно меньше

$\tau_{cx} \ll \Delta\tau_i$ (τ_{cx} - время сходимости алгоритма) [11]. В случае "быстрой" ППРЧ возникает ситуация, когда рекуррентные алгоритмы постоянно находятся в переходном режиме. Для простейшей двухчастотной модели смены частоты данную ситуацию иллюстрирует представленная на рис. 2 пошаговая зависимость выходного ОСПШ.

В частности установлено, что деструктивное воздействие ППРЧ может быть, практически, полностью устранено за счет соответствующей модификации структурной схемы ААР. Выделим две основные идеи такой модификации: предварительный расчет ВВК и запоминание ВВК для каждой частотной позиции.

Предварительный расчет ВВК предполагает использование в составе ААР второго синтезатора, обеспечивающего в течение времени приема сигнала на частоте ω_i получение обучающей выборки на частоте ω_{i+1} ($\bar{X}(\omega_{i+1}) = \bar{P}(\omega_{i+1}) + \bar{Ш}(\omega_{i+1})$) [5, 9]. Естественно, что если помеховая обстановка локально стационарна, то $\bar{P}(\omega_{i+1}) = \bar{P}(t, \Delta\tau_{j+1})$ и с использованием $\bar{X}(\omega_{i+1})$ МОСП- и ММВ-алгоритмы обеспечивают получение соответствующих оптимальных решений. При этом в случае МОСП-алгоритмов расчет ВВК при наличии дополнительного процессора управления может продолжаться в течение времени $\Delta\tau_{i+1}$, а в случае ММВ-алгоритмов ВВК "замораживается" при поступлении на вход АР полезного сигнала. Таким образом, реализуется раздельное определение ВВК для каждой частотной позиции, а "платой" за такое разделение является усложнение технической реализации ААР (используется дополнительный синтезатор, а иногда и дополнительный процессор управления).

Метод запоминания также обеспечивает раздельное определение ВВК для каждой частотной позиции. Однако при этом структурная схема (рис. 1) остается, практически, неизменной, а разделение достигается за счет использования для каждой частоты ω_i "своего" ВВК \bar{W}_i . Основная идея метода заключается в том, что при повторном переходе на частоту ω_i ВВК \bar{W}_i используется в качестве начального значения для дальнейших вычислений и т.д. Этот метод в основном ориентирован на рекуррентные алгоритмы

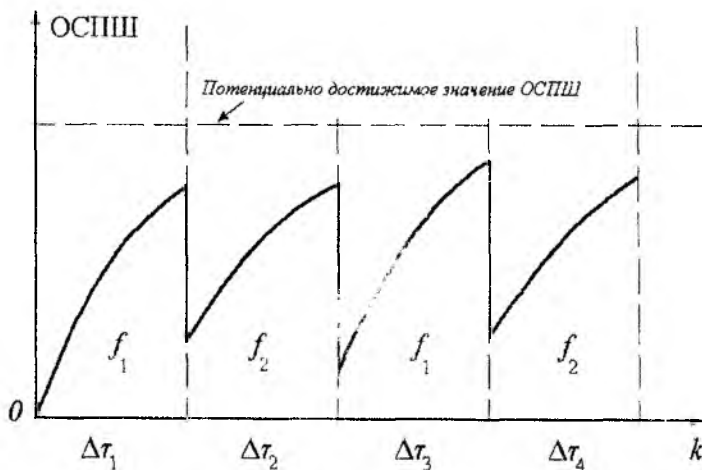


Рис. 2

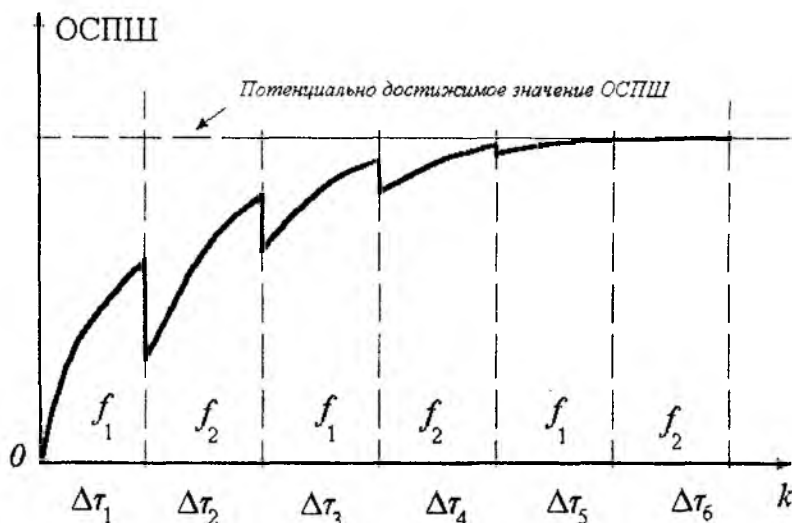


Рис. 3

и при стационарной (в смысле неизменности пространственного положения источников сигнала и помех) сигнально-помеховая обстановка (СПО) обеспечивает реализацию потенциальной эффективности АПВОС (рис. 3).

Заметим, что в отличие от предварительного определения метод запоминания применим также и к МСКО-алгоритмам, а “платой” за достижение положительного эффекта является увеличение времени сходимости процесса адаптации [1]. Следует отметить также, что в условиях полной априорной неопределенности о пространственной структуре сигнала ППРЧ можно рассматривать даже как фактор, способствующий реализации АПВОС [11]. Действительно, как уже отмечалось, что при предварительном определении ВВК формируется сугубо помеховая обучающая выборка, то есть имеются объективные условия для применения ММВ-алгоритмов без опасения, что полезный сигнал будет непреднамеренно подавлен в процессе адаптации. Более того, при применении ММВ-алгоритмов даже не требуется введение дополнительного синтезатора, поскольку из-за конечного времени перестройки гетеродинов “сигнальные паузы” объективно возникают при каждой смене несущей частоты.

Список литературы: 1. *Марчук Л.А.* Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи. Л.: ВАС, 1991. 136 с. 2. *Compton R.T.* Adaptive Antennas. Concept and Performance. Prentice. Hall, Englewood, New Jersey, 1988. 3. *Уидроу Б., Стирнз С.* Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с. 4. *Compton R.T.* Адаптивная антенная решетка в широкополосной системе связи. ТИИЭР, 1978. Т.66, № 3. С. 23-34. 5. *Венскаускас К.К.* Компенсация помех в судовых радиотехнических системах. Л.: Судостроение, 1989. - 264 с. 6. *Мину М.* Математическое программирование: Пер. с англ. М.: Наука, 1990. 480 с. 7. *Марчук Л.А., Поповский В.В., Волков В.П.* Адаптивная антенная решетка // А.С. СССР № 275700. 8. *Shunk J.J., Gooch R.P.* The constant modulus array for cochannel signal copy and direction finding // IEEE Trans. Signal Processing, Vol.44, №3. Pp. 652-600. 9. *Gooch R.P., Lundell J.* The CM array: an adaptive beamformer for constant modulus signals. / “ICASSP 86: Proc. IEEE - IECEJ - ASJ Int. Conf. Acoust, Speech and Signal Process., Tokyo, Apr., 7-11, 1986, Vol. 4” New York, 1986, 2523-2526. 10. *Lee J.S., Miller L.E.* Error performance analysis of differential phase-shift-keyed frequency-hopping spread spectrum communication system in the partial-band jamming environments. IEEE Trans. Communication Systems, 1982. V.30, № 5. P. 943-952. 11. *Марчук Л.А.* Анализ эффективности ПВОС в системах связи с программной перестройкой рабочей частоты // Вопросы расчета и проектирования антенн и радиолиний. Л.: ВАС, 1989. С. 201-216.

Харьковский технический университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 03.10.2001