

АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА АДАПТИВНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Родионов В.С., Савинков А.Ю.

Введение

В современных системах связи и навигации широкое распространение получили ААР (адаптивные антенные решетки) [1–12]. При этом потребительские качества большинства подобных систем определяются количеством пространственных сигналов, которые способна разделить система. Традиционно количество пространственно разделяемых сигналов в подобных системах увеличивается за счет наращивания числа элементов ААР [4–8]. Однако указанный подход приводит к существенному удорожанию ААР.

Вместе с тем необходимо отметить, что для повышения емкости, пропускной способности и некоторых других характеристик [5, 12], определяющих эффективность функционирования систем связи, необходимо значительное повышение количества пространственно разделяемых сигналов, особенно в условиях низкого отношения сигнал-шум. В данных условиях современные системы связи способны переводить абонентские устройства в более помехоустойчивые режимы работы за счет адаптивного выбора системы модуляции, например BPSK (двухпозиционную фазовую манипуляцию) [12, 13]. Кроме того, в процессе совершенствования систем связи часто устаревшие и внедряемые системы используют один и тот же диапазон частот. Примером подобного совмещения является внедрение системы цифрового телевидения одновременно с работой аналогового, переход к перспективным системам сотовой связи и т.д.

Поскольку существующие системы в сравнении с внедряемыми используют сигналы с большей или сопоставимой мощностью и, кроме того, для них характерно использование низкоинформативных виды модуляции, например амплитудной и BPSK, то при внедрении перспективных систем связи актуальной является задача разделения максимально возможного числа сигналов, в том числе с амплитудной или BPSK модуляцией. Под эффективностью разделения будем понимать усредненное отношение сигнал-шум принимаемых сигналов.

Модель сигнала

Комплексная огибающая n -го отклика антенного элемента может быть представлена в виде [14]:

$$S_{\text{ант},n}(t) = \sum_{k=1}^K F_{nk}(t) S_{\text{сиг},k}(t) + \eta_n(t), \quad (1)$$

где $S_{\text{сиг},k}(t)$ – комплексная огибающая k -го пространственно-сосредоточенного сигнала, присутствующего в канале связи; $F_{nk}(t)$ – мультипликативная помеха, действующая на огибающую k -го сигнала; $\eta_n(t)$ – пространственно-временной гауссовский шум с постоянной

Рассмотрен алгоритм обработки комплексных огибающих откликов антенных элементов, позволяющий повысить отношение сигнал-шум при приеме сигнала на фоне пространственно-сосредоточенных помех с действительнозначной комплексной огибающей.

средней мощностью на рассматриваемом интервале времени; K – количество пространственно-сосредоточенных сигналов (помех).

Необходимо отметить, что при использовании в k -м сигнале амплитудной или BPSK модуляции комплексная огибающая $S_{\text{сиг},k}(t)$ является действительнозначной.

С целью упрощения дальнейшего анализа введем следующие дополнительные условия:

- математическое ожидание каждой из комплексных огибающих $S_{\text{сиг},k}(t)$ равно нулю;
- дисперсии комплексных огибающих $S_{\text{сиг},k}(t)$, $\eta_n(t)$ мало меняются в течение периода времени T ;
- значения $F_{nk}(t)$ мало меняются в течение периода T ;
- $\eta_{n1}(t)$ и $\eta_{n2}(t)$ являются некоррелированными и равными по мощности при $n1 \in [1; N] \cap n2 \in [1; N]$.

Алгоритм пространственно-временной обработки

В данной работе рассмотрен алгоритм разделения пространственно-сосредоточенных сигналов, основанный на использовании сопряженных откликов антенных элементов. Для пояснения принципов работы и исследования его потенциальных возможностей по разделению сигналов рассмотрим корреляционные свойства откликов антенных элементов и сопряженных с ними откликов.

Применив операцию комплексного сопряжения к выражению (1), получим:

$$S_{\text{ант},n}^*(t) = \sum_{k=1}^K F_{nk}^*(t) S_{\text{сиг},k}^*(t) + \eta_n^*(t), \quad (2)$$

где $()^*$ – операция комплексного сопряжения.

Ввиду равенства мощностей огибающих $S_{\text{ант},n}(t)$ и $S_{\text{ант},n}^*(t)$, их коэффициент корреляции можно записать в виде:

$$R_{\text{ант},n} = \frac{1}{TP_n} \int_{t-T}^t S_{\text{ант},n}(\tau) S_{\text{ант},n}^*(\tau) d\tau, \quad (3)$$

где P_n – мощность комплексной огибающей отклика n -го антенного элемента.

Подставив выражения (1) и (2) в (3) и учитывая взаимную некоррелированность $S_{\text{сиг},k}(t)$ $\eta_n(t)$, получим:

$$R_{\text{ант},n} = \frac{\sum_{k=1}^K P_{\text{сиг},k,n} R_{\text{сиг},k,n} + P_{\eta_n} R_{\eta_n}}{P_n}, \quad (4)$$

где $P_{\text{СИГ},k,n}$ – мощность комплексной огибающей k -го пространственно-сосредоточенного сигнала на n -м антенном элементе; $R_{\eta n}$ – коэффициент корреляции $\eta_n(t)$ и $\dot{\eta}_n(t)$; $R_{\text{СИГ},k,n}$ – коэффициент корреляции $S_{\text{СИГ},k}(t)$ и $S_{\text{СИГ},k}^*(t)$.

Из выражения (4) следует, что $R_{\text{АНТ},n} = 1$ и комплексные огибающие (1) и (2) полностью коррелированы только в том случае, если значение каждого из коэффициентов $R_{\text{СИГ},k,n}$ и $R_{\eta n}$ принимает значение равное единице. Рассмотрим эти коэффициенты более подробно.

Представим $\eta_n(t)$ в виде выражения:

$$\eta_n(t) = \eta_{n,\Re}(t) + j \eta_{n,\Im}(t), \quad (5)$$

где $\eta_{n,\Re}(t)$ и $\eta_{n,\Im}(t)$ – синфазная и квадратурная составляющие $\eta_n(t)$.

С учетом (5) коэффициент корреляции $R_{\eta n}$ можно записать в виде:

$$R_{\eta n} = \frac{\int_{t-T}^t (\eta_{n,\Re}^2(\tau) - \eta_{n,\Im}^2(\tau) + 2j \cdot \eta_{n,\Re}(\tau) \eta_{n,\Im}(\tau)) d\tau}{TP_{\eta}}, \quad (6)$$

где P_{η} – дисперсия $\eta_n(t)$.

Выражение (6) можно переписать в виде:

$$R_{\eta n} = \frac{P_{\eta n,\Re} - P_{\eta n,\Im} + 2jR_{\eta n}}{P_{\eta}}, \quad (7)$$

где $P_{\eta n,\Re}$ – мощность синфазной составляющей $S_{\text{АНТ},k}(t)$; $P_{\eta n,\Im}$ – мощность квадратурной составляющей $\eta_n(t)$; $R_{\eta n}$ – коэффициент корреляции синфазной и квадратурной составляющей $\eta_n(t)$.

Учитывая, что в соответствии с постановкой задачи, мощности $P_{\eta n,\Re}$ и $P_{\eta n,\Im}$ равны, а синфазная и квадратурная составляющие не коррелированы, выражение (7) равно нулю. Следовательно, с учетом выражения (4) можно сделать вывод о том, что $|R_{\text{АНТ},n}| < 1$, то есть комплексные огибающие $S_{\text{АНТ},n}(t)$ и $S_{\text{АНТ},n}^*(t)$ не являются полностью коррелированными.

Выполняя преобразования, аналогичные (6) и учитывая, что $F_{n,k}(t)$ мало меняется на интервале $(t-T; t)$, коэффициент корреляции комплексной огибающей $S_{\text{СИГ},k}(t)$ и сопряженной с ней огибающей можно записать в виде, аналогичном (7):

$$R_{\text{СИГ},k} = \frac{P_{\text{СИГ},k,\Re} - P_{\text{СИГ},k,\Im} + 2jR_{\text{СИГ},k}}{P_{\text{СИГ},k}}, \quad (8)$$

где $P_{\text{СИГ},k,\Re}$ – мощность синфазной составляющей $S_{\text{СИГ},k}(t)$; $P_{\text{СИГ},k,\Im}$ – мощность квадратурной составляющей $S_{\text{СИГ},k}(t)$; $R_{\text{СИГ},k}$ – коэффициент корреляции синфазной и квадратурной составляющей $S_{\text{СИГ},k}(t)$.

Так как синфазная и квадратурная составляющая $S_{\text{СИГ},k}(t)$ не коррелированы, выражение (8) можно переписать в виде:

$$R_{\text{СИГ},k,n} = \frac{P_{\text{СИГ},k,\Re} - P_{\text{СИГ},k,\Im}}{P_{\text{СИГ},k}}. \quad (9)$$

Из выражения (9) следует, что комплексные огибающие сигналов с равными по мощности и не коррелированными синфазной и квадратурной составляющими не могут быть выделены путем линейных преобразований из комплексно сопряженных огибающих откликов антенных элементов.

При этом, в случае применения сигналов с действительнoзначной комплексной огибающей, модуль коэффициента корреляции сигналов будет равен 1. Рассмотрим корреляционные свойства комплексных огибающих откликов антенных элементов при наличии сигналов с действительнoзначной комплексной огибающей.

Коэффициент корреляции действительнoзначной комплексной огибающей с комплексной огибающей отклика антенного элемента можно представить в виде:

$$R_{n,A} = \frac{1}{TP_n} \int_{t-T}^t S_{\text{СИГ},n}(\tau) x_A(\tau) d\tau. \quad (10)$$

Учитывая, что сигналы $S_{\text{СИГ},k}(t)$ не коррелированы, выражение (10) можно переписать как:

$$R_{n,A} = \frac{1}{TP_n} \int_{t-T}^t F_{n,A}^*(\tau) x_A^2(\tau) d\tau, \quad (11)$$

где $F_{n,A}(t)$ – мультипликативная помеха, действующая на огибающую сигнала $S_A(t)$.

Учитывая, что $F_{n,A}(t)$ мало меняется на интервале $(t-T; t)$, выражение (11) можно представить в виде:

$$R_{n,A} = \frac{M[F_{n,A}^*(t)]P_a}{P_n}, \quad (12)$$

где $M[\]$ – математическое ожидание на интервале T .

Выражение (12) можно переписать в виде:

$$R_{n,A} = \left(\frac{M(F_{n,A}(t))P_a}{P_n} \right)^*. \quad (13)$$

Из выражение (13) следует, что коэффициент корреляции действительнoзначной комплексной огибающей и комплексно сопряженной огибающей отклика n -го антенного элемента равен комплексно сопряженному коэффициенту корреляции комплексной огибающей отклика n -го антенного элемента и комплексной огибающей k -го пространственно-сосредоточенного сигнала. Соответственно, указанные коэффициенты корреляции равны по модулю.

Таким образом, из вышеизложенного можно сделать вывод о том, что совокупность комплексных огибающих откликов антенных элементов и сопряженных с ними огибающих, в данном случае представляет собой $2N$ не полностью коррелированных каналов. Для данного случая оптимальным решением выделения подобного сигнала является винеровская фильтрация [4]. Пример реализации подобного алгоритма представлен на рисунке (1).

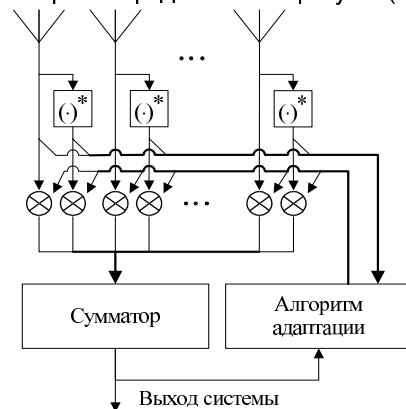
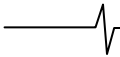


Рис.1. Схема предлагаемого алгоритма выделения сигнала



Каждый из откликов антенных элементов поступает на соответствующий блок комплексного сопряжения. В дальнейшем сигналы, полученные с устройств комплексного сопряжения и антенных элементов, совместно обрабатываются аналогично откликам антенных элементов обычной адаптивной антенной решетки [4]. В зависимости от вида используемого алгоритма на вход блока адаптации могут совместно подаваться отклики антенных элементов, комплексно-сопряженные с ними сигналы, результат их взвешенного суммирования.

Рассмотрим случай, при котором каждая из комплексных огибающих $S_{\text{сиг},k}(t)$ является действительной. Тогда, комплексная огибающая n -го отклика антенного элемента будет представлять собой аддитивную взвешенную смесь K действительных комплексных огибающих и шума:

$$S'_{\text{ант},n}(t) = \sum_{k=1}^K F_{n,k}(t) S_{A,k}(t) + \eta_n(t),$$

С учетом полученных из выражения (13) выводов, комплексно сопряженный отклик антенного элемента также представляет собой аддитивную взвешенную смесь из тех же K огибающих с иными весами и шума:

$$S'^*_{\text{ант},n}(t) = \sum_{k=1}^K (F_{n,k}(t))^* S_{A,k}(t) + \eta^*_n(t),$$

где $S_{A,k}(t)$ - действительные комплексные огибающие.

В данных условиях разрешающая способность ААР определяется числом каналов, подвергающихся взвешенному суммированию, то есть максимальное число сигналов, которое способен выделить данный алгоритм равно $2N$ [4].

В случае, если комплексная огибающая n -го отклика антенного элемента будет представлять собой аддитивную взвешенную смесь K комплексных огибающих, первые M из которых действительные, и шума, то комплексную огибающую отклика n -го антенного элемента, можно представить в виде:

$$S''_{\text{ант},n}(t) = \sum_{k=1}^M F_{n,k}(t) S_{A,k}(t) + \sum_{k=M+1}^K F_{n,k}(t) S_{B,k}(t) + \eta_n(t), \quad (14)$$

где $S_{B,k}(t)$ - комплекснозначные огибающие.

Комплексно сопряженный отклик антенного элемента представляет собой аддитивную взвешенную смесь из M огибающих, входящих в (14) с иными весами, $M - K$ огибающих, сопряженных с входящими в (14) $S_{B,k}(t)$:

$$S''^*_{\text{ант},n}(t) = \sum_{k=1}^M F_{n,k}^*(t) S_{A,k}(t) + \sum_{k=M+1}^K F_{n,k}^*(t) S_{B,k}^*(t) + \eta_n^*(t).$$

При этом, как было показано в (9), $S_{B,k}(t)$ и $S_{B,k}^*(t)$ не являются полностью коррелированными. То есть в $2N$ не полностью коррелированных каналах присутствуют $M + 2(K - M)$ комплексных огибающих. В соответствии с [4] разделение сигнала в данных условиях возможно при: $2K - M \leq 2N$. (15)

Выражение (15) справедливо и для рассмотренного выше случая присутствия во взвешенной аддитивной смеси составляющей огибающую отклика антенного элемента исключительно действительных комплексных огибающих, а также для случая отсутствия в ней действительных комплексных огибающих. В последнем случае M принимает нулевое значение, и

неравенство (15) упрощается: $K \leq N$.

Таким образом, в данном случае возможности по разделению сигналов модифицированным алгоритмом будут соответствовать возможностям по разделению сигнала традиционной ААР, основанной на простом взвешенном суммировании сигнала.

Результаты моделирования

Ввиду высокой сложности аналитического сравнения эффективностей традиционного и предложенного алгоритма было проведено моделирование их работы. Схема моделирования представлена на рис. 2-4.

Моделирование проводилось последовательно для двух-, трех- и четырехэлементных антенных решеток. Соответственно, для каждого из пользователей формировалось $n = 2; 3; 4$ пространственных каналов согласно схеме, приведенной на рис.2.

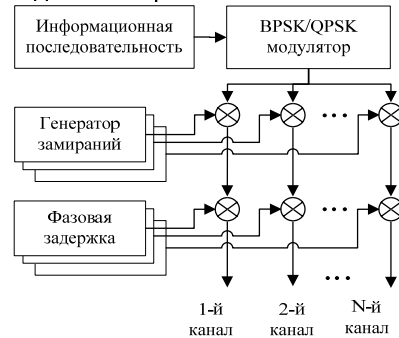


Рис.2. Формирование пространственных каналов k -го пользователя

В каждом из каналов на передаваемый сигнал воздействовали коррелированные замиранья, учитывалась фазовая задержка, связанная с пространственным расположением элементов, углом прихода сигнала и многоуровневым распространением сигнала. Генерация замираний производилась по модифицированному методу Джейкса [15]. При этом для моделирования использовались наименьшая и наибольшая скорости движения источников сигнала, предусмотренные моделью канала стандарта 3GPP [16].

Далее сформированные таким образом пространственные каналы пользователей суммировались между собой и к ним добавлялся белый шум в соответствии со схемой, представленной на рис. 3. В итоге формировались огибающие откликов антенных элементов.

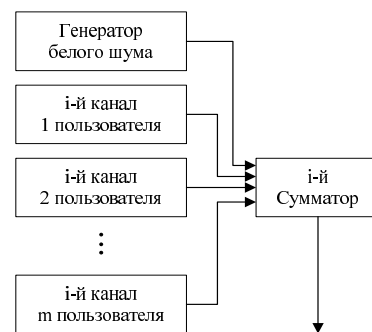


Рис.3. Моделирование откликов антенных элементов

Полученные огибающие откликов антенных элементов обрабатывались поочередно алгоритмами адаптации, как показано на рис.4. Отношения сигнал-шум (ОСШ) усреднялись по нескольким сотням тысяч циклов испытаний.

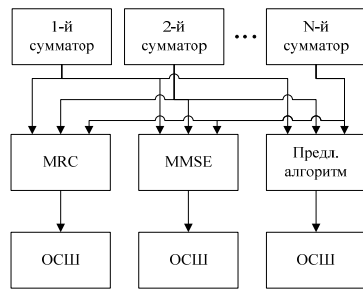


Рис.4. Оценка качества работы алгоритмов

В качестве алгоритма адаптации для традиционного и предложенного алгоритмов использовался алгоритм, минимизирующий средний квадрат ошибки (MMSE), и алгоритм, максимизирующий амплитуду полезного сигнала (MRC) для традиционного алгоритма. Алгоритм MMSE основан на обращении матрицы корреляций и является оптимальным для подавления пространственно сосредоточенных помех при идеальной оценке коэффициентов корреляции [1,11]. Алгоритм MRC основан на синфазном сложении откликов антенных элементов и является оптимальным в гауссовском канале, кроме того, он устойчив к увеличению скорости замираний.

Параметры моделирования для каждого из трех проведенных экспериментов приведены в таблице 1.

Целью первого эксперимента была оценка выигрыша предложенного алгоритма в сравнении с традиционным алгоритмом в условиях медленных изменений параметров канала и присутствия в канале связи сигнала и помех только с действительнозначными комплексными огибающими, относящихся к первой группе, то есть условий, в которых алгоритм может показать наибольший выигрыш.

Второй эксперимент проводился с целью оценки возможностей предлагаемого алгоритма по выделению сигнала на фоне помех с комплекснозначными комплексными огибающими.

Цель третьего эксперимента заключалась в сравнении устойчивости предложенного и традиционного алгоритмов к высоким скоростям замираний.

Результаты моделирования представлены на рис. 5-7. Каждому из используемых алгоритмов на рисунках соответствуют три кривых: нижняя кривая соответствует схеме моделирования с двумя каналами (двухэлементной антенной решеткой), средняя соответствует схеме моделирования с тремя каналами, верхняя – схеме моделирования с четырьмя каналами. Кривые, соответствующие предложенному алгоритму, обозначены alg.

Результаты первого эксперимента представлены на рис. 5. Из поведения приведенных кривых следует, что при равном количестве антенных элементов отношение сигнал-шум предложенного алгоритма превосходит указанное отношение традиционного алгоритма на 3-3,5 дБ, причем выигрыш увели-

чивается с увеличением числа пользователей. Нижняя кривая предложенного алгоритма, соответствующая двухэлементной антенной решетке, приближается к верхней кривой MMSE, соответствующей четырехэлементной антенной решетке.

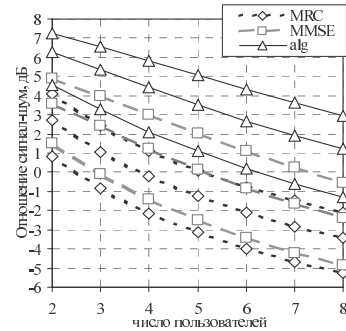


Рис.5. Сравнение эффективности работы MRC, MMSE и предложенного алгоритма по разделению QPSK сигналов при использовании двух-, трех- и четырехэлементных антенных решеток (снизу вверх)

Полученные экспериментальные данные подтверждают приведенное выше утверждение о том, что применение предложенного алгоритма позволяет до двух раз увеличить количество обслуживаемых пользователей, использующих сигналы первой группы или до двух раз снизить количество антенных элементов, необходимых для приема подобных сигналов.

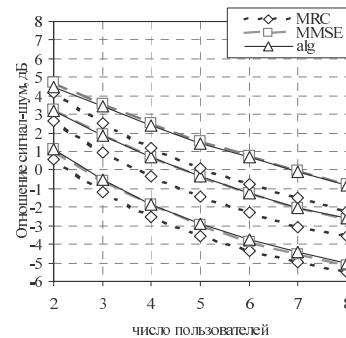
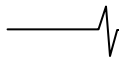


Рис.6. Сравнение работы MRC, MMSE и предложенного алгоритма при разделении сигналов, модулированных по фазе, при использовании двух-, трех- и четырехэлементных антенных решеток (снизу вверх)

Результаты второго эксперимента представлены на рис. 6. В условиях применения QPSK модуляции кривые предложенного алгоритма практически соответствуют кривым MMSE традиционного алгоритма. Таким образом, подтверждается утверждение о том, что в случае отсутствия в канале связи сигналов с действительнозначной комплексной огибающей предложенный алгоритм принимает сигнал с эффективностью, близкой к эффективности обычной антенной решетки.

Параметры моделирования

Параметр	Эксп. 1	Эксп. 2	Эксп. 3
Скорость движения абонента, км/ч	3	3	120
Вид используемой модуляции	BPSK	QPSK	BPSK
Число каналов в схеме моделирования (соответствует числу антенных элементов)	2;3;4		
Отношение мощностей сигналов пользователей к изотропному шуму	1		
Частота несущей	1,8 ГГц		
Коэффициент корреляции замираний соседних пространственных каналов одного и того же сигнала	~0,95		
Коэффициент корреляции замираний сигналов различных пользователей	~0		
Пространственное расположение элементов	Линейно на расстоянии 1/2 длины волны		



Результаты третьего эксперимента представлены на рис.7. Из сравнения кривых рис. 5 и рис. 7 можно сделать вывод, что при высоких скоростях движения абонента снижается эффективность работы как предложенного, так и традиционных алгоритмов, использующих MMSE алгоритм адаптации. Тем не менее, предложенный алгоритм сохраняет преимущество на уровне ~2-3,5 дБ в сравнении с традиционным алгоритмом обработки сигнала. Выигрыш возрастает с увеличением числа пользователей.

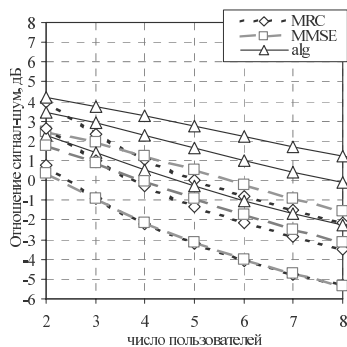


Рис.7. Сравнение эффективности работы MRC, MMSE и предложенного алгоритма по разделению BPSK сигналов в условиях быстро меняющегося канала при использовании двух-, трех- и четырехэлементных антенных решеток (снизу вверх)

Заключение

Предложенный алгоритм позволяет существенно оптимизировать систему связи, использующую AAR для приема сигналов с амплитудной или BPSK модуляцией, или приема сигнала на фоне пространственно сосредоточенных помех с теми же видами модуляции. В указанных условиях функционирования алгоритм позволяет:

- сократить число необходимых антенных элементов;
- повысить отношение сигнал-шум;
- увеличить количество обслуживаемых пользователей;
- повысить устойчивость системы к действию внешних помех;
- снизить взаимное влияние разных систем связи при использовании ими одного и того же диапазона.

При этом предложенный алгоритм прост в реализации: достаточно добавления одного инвертора квадратурной составляющей на каждый антенный элемент (при цифровой реализации достаточно инвертировать один бит). Внедрение данного алгоритма не требует существенного изменения структуры устройств обработки сигналов. Возможно применение тех же алгоритмов адаптации, что и в случае традиционного, взвешенного суммирования. Несмотря на некоторое снижение эффективности работы алгоритма адаптации при высоких скоростях движения абонента (или базовой станции), предложенный алгоритм сохраняет свои преимущества в сравнении с традиционным алгоритмом и при высоких скоростях замираний.

Литература

1. Пат. 2237379 РФ МКИЗ Н04Q7/30. Способ формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки базовой станции и устройство для его реализации (варианты) // Гармонов А.В., Манелис В.Б., Савинков А.Ю., Сергиенко А.И., Табацкий В.Д., ЧУН Бьонгджин, ЮН Сунн Юнг.— № 2002103215/09 ; заявл. 02.08.2002 ; опубл.

- 09.27.2004.
2. Манелис В.Б., Каюков И.В. Алгоритмы формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки в обратном и прямом каналах сотовой системы связи// Цифровая обработка сигнала, 2007, №2.
3. Манелис В.Б. Формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки в прямом канале сотовой системы связи при наличии в системе только общего пилот сигнала// Цифровая обработка сигнала, 2007, №2.
4. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Б. Уидроу, С. Стирнз.— М. : Радио и связь, 1989.
5. Пистолькорс А.А. Введение в теорию адаптивных антенн / А.А. Пистолькорс, О.С. Литвинов.— М. : Наука, 1991.
6. Пат. 2177207 РФ МКИЗ Н04В7/26, Н01Q21/00. Приемник мобильной системы связи и способ приема в мобильной системе связи / ОХ Чанг-Хун (KR).— №98113722/09 ; заявл. 07.14.1998 ; опубл. 12.20.2001.
7. Пат. 2256266 РФ МКИЗ Н01Q21/00. Способ улучшения зоны обслуживания интеллектуальной антенной решетки / ЛИ Фен, РАН Ксиаолонг.— № 2002128745/09 ; заявл. 12.01.2001 ; опубл. 10.07.2005.
8. Пат. 2242087 РФ МКИЗ Н04В7/04, Н04В7/26. Способ и устройство для передачи и приема данных с помощью антенной решетки в системе мобильной связи / ЛИ Янг-Сук, КИМ Сунг-Дзин, ЛИ Дзонг-Хиеук, ПАРК Санг-Хван, КИМ Хун-Кее.— № 2002122365/09 ; заявл. 08.16.2002 ; опубл. 12.10.2004.
9. Пат. 2237379 РФ МКИЗ Н04Q7/30. Способ формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решетки базовой станции и устройство для его реализации (варианты) / А.В. Гармонов, В.Б. Манелис, А.Ю. Савинков, А.И. Сергиенко, В.Д. Табацкий, ЧУН Бьонгджин, ЮН Сунн Юнг.— № 2002103215/09 ; заявл. 02.08.2002 ; опубл. 09.27.2004.
10. Пат. 2237364 РФ МКИЗ Н04В7/26. Устройство и способ управления передающей антенной решеткой для совместно используемого физического канала нисходящей линии связи в системе мобильной связи / КИМ Сунг-Дзин, ЛИ Янг-Сук, ЧОЙ Сунг-Хо, ЛИ Хиун-Воо, ХВАНГ Сунг-Ох, КВАК Биунг-Дзае, КВАК Йонг-Дзун, ПАРК Санг-Хван.— № 2000/59869 ; заявл. 10.11.2001 ; опубл. 09.27.2004.
11. Пат. 2208302 РФ МКИЗ Н04Q7/20. Мобильное приемное устройство повышения устойчивости и дальности поездной радиотелефонной связи / Я.С. Зильберман-Мялков, В.И. Давыденко, Л.И. Пономарев, О.К. Славински, А.А. Долженков, Л.М. Дубровин.— № 2001104142/09 ; заявл. 02.12.2001 ; опубл. 07.10.2003.
12. Mingquan Lu. A Novel Antenna Array for PS/INS/PL Integration. Mingquan Lu, Jinling Wang, Ravindra Babu, Dan Li1 and Zhenming Feng // The 2004 International Symposium on GNSS/GPS.— Sydney, Australia, 6–8 December, 2004.
13. Ming Yang. Antenna array receiver and analysis in fast fading environments. A dissertation submitted in partial satisfaction of the requirements for the degree Doctor of Philosophy in Electrical Engineering (Signal and Image Processing) / Ming Yang.— University of California, San Diego, 2004.
14. Серебряков Г.В., Шин В.И. Анализ эффективности многоэлементных антенных решеток в случайном канале// Радиотехника и электроника, 2007, №6.
15. P. Dent. Jakes Fading Model Revised // Electronics Letters. / P. Dent, G. E. Bottomley and T. Groft.— Vol. 29, № 1.— 24th June, 1993.
16. 3rd Generation Partnership Project. Technical Specification Group Radio Access Network. (Release 1999). 3GPP V3.2.0 (2001-12).