

*П.Н. Болдырев, А.К. Кайгородов, В.И. Иордан*

**Повышение качества приема и обработки  
многоканального когерентного ВЧ-сигнала  
за счет оптимального «взвешивания» его отсчетов  
по критерию «максимальной выходной  
суммарной мощности»**

*P.N. Boldyrev, A.K. Kaygorodov, V.I. Jordan*

**The Improvement of Quality of Receiving and Processing  
the Multichannel Coherent HF Signal  
at the Expense of Optimum Weighing its Reading  
under «Maximum Target Total Capacity» Criterion**

Математически обоснован метод повышения качества приема и обработки многоканальных когерентных ВЧ-сигналов за счет оптимального «взвешивания» его отсчетов по критерию «максимальной выходной суммарной мощности». При этом расчет весовых коэффициентов производится с учетом дополнительных параметров принимаемого сигнала. Приведена структурная схема функциональных блоков обработки принимаемых многоканальных ВЧ-сигналов. Численные эксперименты с помощью тестовых сигналов подтвердили эффективность предлагаемого в настоящей статье метода.

**Ключевые слова:** прием, обработка, ВЧ-сигнал, критерий, мощность, отношение «сигнал/шум».

The work describes the method to improve the quality of receiving and processing the multichannel coherent HF signal at the expense of optimum weighing its readings under «maximum target total capacity» criterion. This method is mathematically well-founded. Meanwhile, weight factors are calculated taking into account additional parameters of an accepted signal. The structural scheme illustrated functional blocks of processing the accepted multichannel HF signal is presented. Numerical experiments by means of test signals proved the efficiency of the offered method described in this article.

**Key words:** reception, processing, HF signal, criterion, capacity, noise-to-signal ratio.

**Введение.** При ионосферном распространении радиоволн сигнал попадает в точку приема различными путями. Во-первых, вследствие однократного и многократного отражения радиоволн от различных слоев ионосферы в точку приема попадает несколько лучей. Поскольку высота ионосферы в точках, где происходят отражения радиоволн, непрерывно меняется, то и фазы приходящих в точку приема лучей также оказываются подверженными непрерывным и беспорядочным изменениям. Во-вторых, передающая антенна излучает волны в пределах более или менее широкого угла, поэтому можно считать, что на ионосферу падает не один луч, а как бы пучок лучей. Лучи отражаются от ионосферы при различной глубине их проникновения в ионизированный слой и достигают поверхности Земли в различных точках. В-третьих, неизбежные неоднородности в ионосфере приводят к тому, что вместо зеркального отражения лучей от ионосферы возникают частично диффузные отражения, где падающий на нижнюю границу один луч на выходе из ионосферы представляется в виде пучка,

содержащего множество элементарных лучей. Экспериментально установлено, что угловой раствор пучка достигает нескольких (от одного до пяти) градусов [1]. Кроме этого, два луча могут попасть в точку приема в результате двойного лучепреломления. Это явление заключается в том, что падающий в ионосферу луч под воздействием магнитного поля Земли расщепляется на два эллиптически поляризованных луча, называемых соответственно «обыкновенным» и «необыкновенным» лучами. Таким образом, в место приема попадает множество лучей, относящихся к различным пучкам. Интерференция этих лучей, в условиях непрерывного изменения их фаз, приводит к различным замираниям сигнала (общим и частотно-селективным). Кроме интерференционных замираний, наблюдаются поляризационные замирания, но значительно реже.

Процесс замираний сигналов обычно характеризуется двумя величинами – глубиной и скоростью. В реальных каналах время распространения каждого  $n$ -го луча (из пучка лучей) и его коэффициент передачи изменяются настолько медленно, что на протя-

жении длительности, например, одного символа их можно считать неизменными [2]. Согласно экспериментальным данным [2, 3], средний период замираний принимает значения на длинных трассах от 0,1 с и выше (до 2 с на коротких трассах). Такой же медленный характер носят изменения фазы (примерно 1 угловой градус в 1 мс). Уровень сигнала из-за замираний может меняться на несколько порядков.

Условия отражения для частотных составляющих спектра сигнала могут оказаться различными. Это определяет частотно-селективный характер замираний, что обуславливает в свою очередь амплитудно-частотные искажения принимаемого сигнала.

В связи с тем, что ионные образования перемещаются в ионосфере, а скорость их перемещения может быть настолько большой, что проявляется эффект Доплера. Результаты измерений [1] на частоте 30 МГц показали, что доплеровский сдвиг обычно составляет 2÷3 Гц.

Таким образом, можно сформулировать следующие особенности ионосферного распространения радиоволн, являющиеся причинами замираний сигнала:

- многолучевость принимаемого сигнала, как следствие попадания в точку приема лучей, прошедших по различным траекториям;
- пучковость лучей, возникающая из-за неоднородностей в ионосфере;
- интерференция обыкновенного и необыкновенного лучей;
- нестационарность ионосферного канала связи, связанная с перемещением ионных образований в ионосфере и влияющая на скорость замираний.

В точке приема сигнал после отражения от ионосферы представляет собой сложный многомерный случайный процесс, и построение классического оптимального (в статистическом отношении) приемника практически невозможно. Статистические свойства полезного сигнала и помех могут изменяться не только от сеанса к сеансу, но и в течение одного сеанса связи. С развитием и внедрением высокопроизводительных цифровых платформ все более широкое применение находят адаптивные методы приема и обработки радиосигналов.

**1. Обоснование метода повышения качества приема и обработки многоканального когерентного ВЧ-сигнала с оптимальным взвешиванием его отсчетов по критерию «максимальной выходной суммарной мощности».** Среди методов повышения качества приема сигналов ВЧ диапазона немаловажную роль играет многоканальный прием с разнесением по пространству и (или) поляризации. В случае наличия антенной системы, состоящей из нескольких разнесенных в пространстве или имеющих различные пространственно-поляризационные характеристики антенн, становится эффективной цифровая обработка сигналов, позволяющая улучшить отношение «сигнал/шум» для принимаемого сигнала. Одним из возможных подходов

к этой задаче является так называемое оптимальное сложение. При использовании этого подхода каждому из сигналов приписывается определенный вес (возможно, комплексный) и на выходе производится взвешенное суммирование сигналов со всех доступных антенн. Вес каждого сигнала определяется из условия достижения максимума определенной целевой функции, в качестве которой можно выбрать, например, отношение «сигнал/шум» получаемого на выходе алгоритма сигнала. Известно, что в случае нормального распределения собственных шумов приемника задача обеспечения максимума отношения «сигнал/шум» в выходном сигнале подбором весовых коэффициентов сводится к задаче обеспечения максимума его энергии или максимума выходной суммарной мощности.

Обозначим отсчеты сигнала, принятого на  $N$ -элементную антенную систему, как  $\{X_i(t); i = 1, 2, \dots, N\}$ . Каждый из отсчетов содержит как принятый сигнал (с неизвестной фазой), так и собственные шумы приемника. Для реализации алгоритма оптимального сложения необходимо определить вектор весов  $\{w_i(t); i = 1, 2, \dots, N\}$ , такой, что выход алгоритма

$$Y(t) = \sum_{i=1}^N \bar{w}_i \cdot X_i(t)$$

реализует максимально возможное значение отношения «сигнал/шум». Как известно, эта задача сводится к обеспечению максимума энергии выходного сигнала, представленного вектором  $Y(t)$ . Таким образом, алгоритм сводится к нахождению нормированного вектора весов, обеспечивающего максимум «осредненного» по времени значения мощности выходного сигнала, т.е. значения следующей функции

$$E \left[ \|Y\|^2 \right] = E \left[ \left\| \sum_{i=1}^N w_i \cdot X_i(t) \right\|^2 \right] = \bar{w}^T K_{XX} \bar{w},$$

где символом  $E[*]$  обозначается «осреднение» (интегрирование) по времени, верхний индекс  $T$  обозначает транспонирование и комплексное сопряжение, а  $K_{XX}$  – матрицу ковариации сигналов, т.е. матрицу с элементами вида:

$$K_{XX}^{(i,j)} = E \left[ X_i(t) X_j^T(t) \right] = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M X_i(t_m) X_j^T(t_m), \quad (1)$$

где  $M$  – длина блока, по которому производится «осреднение», другими словами, вычисляется «скалярное произведение».

В данных обозначениях видно, что задача обеспечения максимума энергии выходного сигнала сводится к хорошо известной задаче по определению для квадратичной формы (1) собственного вектора эрмитовой матрицы ковариации  $K_{XX}$ , соответствующего максимальному собственному значению этой матрицы. Для расчета собственного вектора требуется выполнение вычислительных операций в количестве от  $N^2 * M$  до  $N^3 * M$  операций, что накладывает существенные ограничения на размер блока

усреднения и снижает выигрыш от многоканальной обработки.

Для ускорения работы алгоритма известен следующий метод, основанный на отказе от вычисления матрицы ковариации сигналов.

Пусть  $\{X_i(t_m); i = 1, 2, \dots, N; m = 1, 2, \dots, M\}$  – отсчеты, полученные на выходе  $N$ -элементной антенной системы, а  $\vec{w}^{(0)}$  – начальное приближение к собственному вектору, соответствующему максимальному собственному значению.

Алгоритм требует проведения следующих расчетов:

1.  $u_m^{(k)} = \sum_{i=1}^N \vec{w}_i^{(k-1)} X_i(t_m), m = 1, 2, \dots, M.$
2.  $v_i^{(k)} = E[X_i(t)u^{(k)}(t)] = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M X_i(t_m)u_m^{(k)},$   
 $i = 1, 2, \dots, N.$
3.  $\vec{w}^{(k)} = \vec{v}^{(k)} / \|\vec{v}^{(k)}\|$ , где  $\|\vec{v}^{(k)}\| = \left(\sum_{i=1}^N (v_i^{(k)})^2\right)^{1/2}.$

4. Цикл (пункты 1–3) можно остановить, когда норма разности весовых векторов на соседних итерациях станет меньше заданной малой величины  $\epsilon ps$ , т.е.  $\|\vec{w}^{(k)} - \vec{w}^{(k-1)}\| \leq \epsilon ps.$

5. Расчет оптимальной суммы

$$Y(t) = \sum_{i=1}^N w_i^{(k)} X_i(t).$$

Для доказательства эквивалентности данного алгоритма предыдущему алгоритму поиска максимального собственного вектора проведем следующие преобразования

$$\begin{aligned} v_i^{(k)} &= E[X_i(t)u^{(k)}(t)] = E\left[X_i(t) \sum_{j=1}^N w_j^{(k-1)} X_j(t)\right] = \\ &= \sum_{j=1}^N E[X_i(t)X_j(t)] w_j^{(k-1)} = \\ &= \sum_{j=1}^N K_{XX}^{(i,j)} w_j^{(k-1)} = [K_{XX} \vec{w}^{(k-1)}]_i, i = 1, 2, \dots, N. \end{aligned}$$

Количество операций, требуемое для данного алгоритма, составляет порядка  $NLK$  операций. При реализации имеет смысл задавать в качестве начального значения вектора весов. Значение этого вектора, полученное при обработке предыдущего блока, позволит сократить число итераций. Однако «прямое» применение метода «сложения сигналов»

по критерию максимума выходной суммарной мощности имеет ряд слабых мест, и без учета дополнительных параметров сигнала выигрыш может упасть до нуля или вообще метод даст ухудшение (по сравнению с лучшим из каналов).

**2. Реализация и оценка эффективности метода повышения качества приема и обработки многоканального когерентного ВЧ-сигнала с оптимальным взвешиванием его отсчетов по критерию максимума выходной суммарной мощности с учетом дополнительных параметров сигнала.** Эффективность многоканальной обработки существенно снижается в случае, когда наблюдается различие значений отношения «сигнал/шум» в каналах разнесения (наиболее ярко выражено при поляризационном разнесении, хотя имеет место и при пространственном). А именно, каналы с низким значением отношения «сигнал/шум» отрицательно влияют на сходимость алгоритма. Рассчитав отношение «сигнал/шум» в каждом из каналов, можно ввести масштабирующие «весовые» коэффициенты для выравнивания уровней шума перед сложением. Одна из схем расчета отношения «сигнал/шум» в каждом канале приведена на рисунке 1. Сигнал каждого канала пропускается через фильтр-пробку с полосой подавления, согласованной с параметрами принимаемого сигнала [4]. По отношению мощности внеполосного шума и общей мощности вычисляется отношение «сигнал/шум» в канале. На рисунке 1 показана схема расчета отношения «сигнал/шум» с подавлением полезного сигнала, а расчетные соотношения приведены ниже.

$$\begin{aligned} P_{ш} &= P_{ш.част.} \times \frac{\Delta F_{общ}}{\Delta F_{общ} - \Delta F_c}, \\ ОСШ &= \frac{P_{общ} - P_{ш}}{P_{ш}}, \end{aligned} \quad (2)$$

На сегодняшний день в специализированных радиоприемных устройствах ВЧ-диапазона применяется АЦП с широкой полосой частот цифруемого сигнала вплоть до 30 МГц. Таким образом, для вычисления соотношения «сигнал/шум» можно использовать диапазонный профиль шума (предварительно рассчитав и отделив узкополосные составляющие; рис. 2). Такой способ приводит к существенному усложнению взаимосвязей в приемном комплексе, однако он более защищен от ошибок (например, помеха на близкой частоте).

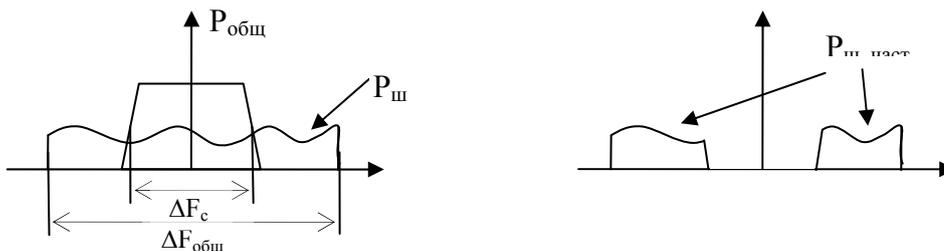


Рис. 1. Схема к расчету отношения «сигнал/шум» с подавлением полезного сигнала

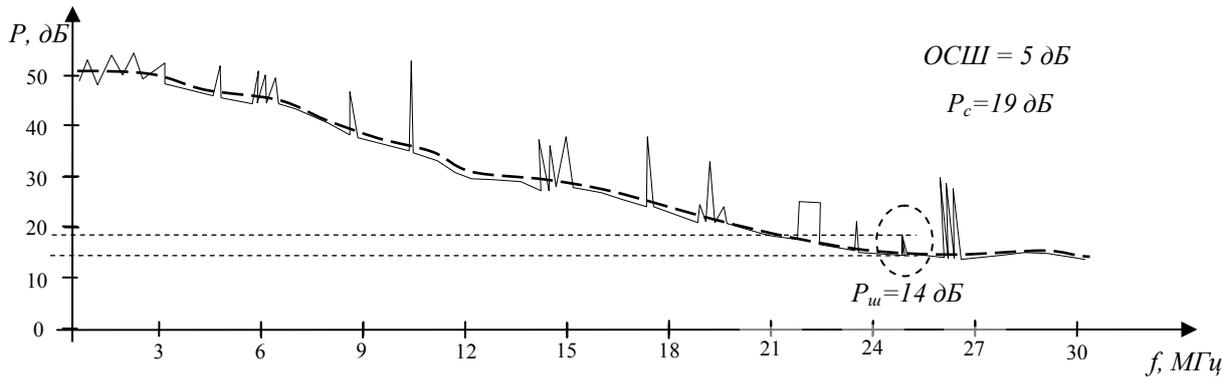


Рис. 2. Схема к расчету отношения «сигнал/шум» с использованием профиля шума в диапазоне

Другой проблемой рассмотренного метода сложения сигналов является влияние шумов в паузах между блоками полезного сигнала (вектор весовых коэффициентов «уходит» от оптимального и, соответственно, часть следующего блока или весь блок принимается с низким качеством). В этих случаях необходимо определять границы начала и конца блока и рассчитывать набор весовых коэффициентов для всего блока в целом.

Энергетический способ выделения блоков не подходит, так как принимаемый сигнал имеет случайные параметры (фаза, амплитуда). Допущение о том, что шум на антенных элементах не имеет выраженного направления прихода (шум не коррелирован между каналами), позволяет использовать матрицу ковариаций для расчета порога, превышение которого собственным значением матрицы определяет решение о наличии сигнала. Матрица ковариаций рассчитывается для внеполосного шума (с удаленным сигналом; рис. 1), а ее максимальное собственное значение осуществляется следующим образом:

$$Y^{(k+1)} = K_{XX} \times Y^{(k)}, \quad \lambda = \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{\|Y^{(k+1)}\|}{\|Y^{(k)}\|}, \quad (3)$$

где  $Y^{(0)}$  – вектор с единичным начальным заполнением;  $k$  – номер итерации;  $K_{XX}$  – ковариационная

матрица (либо корреляционная матрица);  $\lambda$  – максимальное собственное значение.

Время интервала анализа согласовывается с типом сигнала (оно должно быть в несколько раз меньше паузы между блоками). Далее по выделенному участку сигнала вычисляются весовые коэффициенты для модуля максимума выходной суммарной мощности:

$$v_i = \frac{SNR_i}{SNR_{max} \times LevelNoise_i}, \quad (4)$$

где  $SNR$  – соотношение сигнал/шум;  $LevelNoise$  – уровень шума.

После определения границ блоков и масштабирования коэффициентов выделенный отрезок многоканального сигнала поступает на модуль многоканальной обработки по критерию максимума выходной суммарной мощности [5].

Схематично принцип работы модуля многоканального тракта обработки сигнала с выделением блоков и оценкой отношения «сигнал/шум» в каналах представлен на рисунке 3.

Первичная обработка осуществляется в модуле расчета собственных значений корреляционной матрицы, по которым определяется наличие сигнала. Решение о наличии сигнала принимается по соотношению собственных значений внеполосного шума и сигнала.

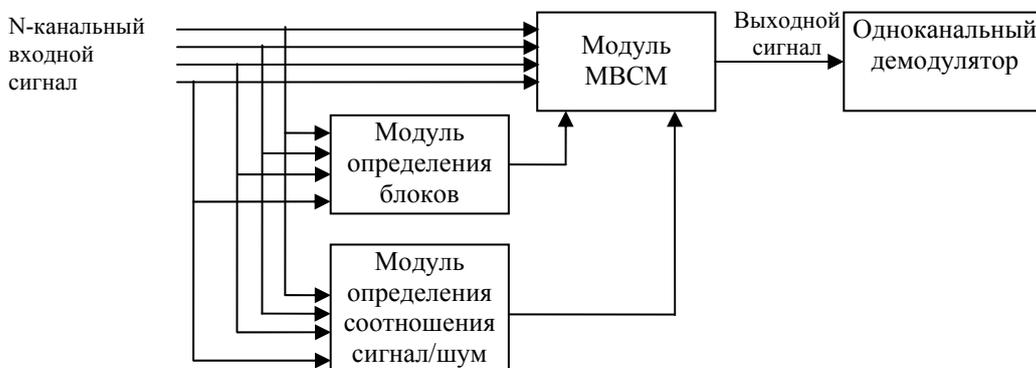


Рис. 3. Функциональная схема устройства обработки многоканального ВЧ-сигнала с оптимальным взвешиванием его отсчетов по критерию максимума выходной суммарной мощности

Исходными данными для исследования эффективности этого метода были файлы с записями сигналов, принятых на кольцевую 16-элементную антенную решетку. Результаты приведены в таблицах 1 и 2.

Таблица 1

Количество принятых пакетов со 100 % качеством (сигнал 1)

Номер сеанса	Тип сложения		
	СС	СС+ОСШ	СС+ОСШ+БЛОК
1	1418	1430	1779
2	2737	2750	2816
3	1339	1368	1373
4	478	478	470
Итого	5972	6026	6438

Примечание: СС – алгоритм сложения по критерию максимума выходной суммарной мощности; ОСШ – алгоритм оценивания отношения сигнал-шум; БЛОК – алгоритм выделения сигнальных блоков.

**Заключение.** Рассмотренный в настоящей статье метод приема и обработки многоканального когерентного ВЧ-сигнала за счет использования высокопроизводительных цифровых устройств обеспечивает возможность реализовать приемник с устойчивым приемом радиосигналов, распространение которых в ионосфере характеризуется эффектами «замраний».

Таблица 2

Количество принятых блоков со 100% качеством (сигнал 2)

Номер сеанса	Тип сложения		
	СС	СС+ОСШ	СС+ОСШ+БЛОК
1	15	17	22
2	174	176	182
3	37	37	38
4	12	15	20
5	12	12	12
6	13	14	29
7	12	12	12
8	18	16	18
9	37	37	44
10	13	16	21
11	20	21	21
12	101	109	125
13	12	12	34
14	79	78	87
15	91	89	90
16	8	9	13
Итого	654	670	768

### Библиографический список

1. Долуханов М.П. Флуктуационные процессы при распространении радиоволн. – М., 1971.
2. Карташевский В.Г. Пространственно-временная обработка сигналов в каналах с памятью. – М., 1990.
3. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере. – М., 1973.
4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – 2-е изд.: пер. с англ. – М., 2003.
5. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. – М., 2004.