

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ «ОБЕЛЯЮЩЕГО» ФИЛЬТРА НА ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА РАБОТЫ СИСТЕМ СИНХРОНИЗАЦИИ В ЦИФРОВОЙ РАДИОЛИНИИ

А.В. Хромцев, А.И. Фомин

*В статье рассматривается метод борьбы с узкополосными помехами в высокоскоростной широкополосной радиосистеме передачи цифровых сообщений без специального расширения спектра, основанный на применении «обеляющего» фильтра. Приведены результаты компьютерного моделирования, показывающие влияние «обеляющего» фильтра на показатели качества работы систем синхронизации в радиосистеме.*

### **Введение**

В радиосистемах различного назначения используется метод борьбы с узкополосными помехами, основанный на квазиоптимальной обработке псевдошумового сигнала (ПШС) «обеляющим фильтром» [1]. Применение ПШС с базой  $B \gg 1$  позволяет значительно увеличить полосу сигнала  $\Delta f_c$  по сравнению с полосой помехи  $\Delta f_n$ , обеспечивая выполнение условия  $\Delta f_c \gg \Delta f_n$ . В общем случае мощность отдельных помех, воздействующих на вход приемника, и их расположение по частоте заранее не известны, поэтому в основе обеляющего фильтра лежит спекроанализатор, в виде параллельного набора фильтров, в каждом из которых осуществляется измерение мощности помехи. По результатам измерений на выходе спекроанализатора формируется оценка  $N^*(\omega)$  спектральной плотности помех  $N(\omega)$  на входе приемника. Частотная характеристика оптимального «обеляющего» фильтра должна формироваться в соответствии с правилом

$$|K(j\omega)|^2 = \frac{K}{N(\omega)}, \quad (1)$$

где  $K [Bm/Гц]$  – коэффициент пропорциональности

Это выражение в силу ряда принципиальных причин не может быть реализовано на практике. Действительно, формируемая оценка  $N^*(\omega)$  включает не только результаты измерения мощности помех, но и мощности полезного информационного сигнала, поступающего на вход приемника совместно с помехами. На практике

применяются различные реализации квазиоптимального алгоритма работы «обеляющего» фильтра.

В частности, при воздействии мощных помех, применяемых средствами РЭБ, достаточно близким к оптимальному является алгоритм, предполагающий выключение тех каналов «обеляющего фильтра», на вход которых поступает мощная помеха. При соответствующем пороге в каждом канале, по превышению которого фиксируется наличие помехи, вероятность того, что канал не будет выключен при воздействии помехи можно не учитывать вследствие её малости. Отношение сигнал/шум на выходе «обеляющего» фильтра можно считать равным

$$h^2 = h_0^2(1 - \rho), \quad (2)$$

где  $h_0^2 = \frac{P_c \tau}{N_0}$  – отношение энергии сигнала мощностью  $P_c$  к спектральной

плотности шума  $N_0$  на входе приемника на один бит информации длительностью  $\tau$  при отсутствии помех;

$\rho = v/n$  – коэффициент загрузки «обеляющего» фильтра помехами, занимающими  $v$  каналов из  $n$ .

Как правило, частота следования импульсов  $f_t = 1/\tau_0$  в псевдошумовом сигнале ограничена возможностями элементной базы, особенностями устройств обработки сигнала в приемнике, свойствами радиоканала и с увеличением скорости передачи информации  $R = 1/\tau$  база ПШС  $B = \tau/\tau_0$  уменьшается, стремясь к  $B = 1$ , и ПШС в этом случае не используется.

В условиях возможного воздействия помех предусматривается адаптивное уменьшение скорости передачи информации с увеличением мощности помех и их числа в полосе приемника. В этом случае база ПШС удовлетворяет условию  $B \gg 1$  и «обеляющий» фильтр обеспечивает подавление узкополосных помех.

Случай оценки помехоустойчивости приема ПШС при воздействии ансамбля узкополосных помех на вход «обеляющего» фильтра рассмотрен в различных источниках, в частности в [1, 2].

Представляет интерес анализ помехоустойчивости приема двоичного информационного сигнала (без ПШС) на фоне ансамбля узкополосных помех, воздействующих на вход «обелителя», на выходе которого используется классический когерентный корреляционный алгоритм обработки сигнала. Можно предположить, что при полосе сигнала  $\Delta f_c \gg \Delta f_n$  в «обелителе» осуществляется подавление мощных узкополосных помех, в результате и одновременно с которым:

– уменьшается мощность полезного сигнала;

– искажается спектр полезного сигнала, меняется соответственно форма информационных импульсов;

– появляются межсимвольные искажения.

Характер искажений будет зависеть как от числа помех, так и от их расположения в полосе приемника. Для оценки влияния всех указанных искажений формула (2) не может быть использована, так как учитывает только уменьшение мощности сигнала. Провести математический анализ влияния характера искажений сигнала на качество приема информации не представляется возможным, вследствие трудно преодолимой математической сложности. В данном случае целесообразно провести исследование, используя моделирование процессов обработки сигнала в радиолинии, включающей информационный канал и подсистему синхронизации. В дальнейшем исследуется влияние «обелителя» на качество работы подсистемы синхронизации приемной части радиолинии, т.к. этот вопрос по мнению авторов в известной им литературе не рассматривался.

### **Модель радиолинии**

Моделирование цифровой радиолинии производится в среде MATLAB с помощью пакета Simulink.

В модели передающей части псевдослучайной последовательностью информационных двоичных символов осуществляется относительная фазовая манипуляция гармонического несущего колебания.

В модели радиоканала к сформированному сигналу добавляется аддитивный белый гауссовский шум.

В модели приемной части (рис. 1) сигнал поступает на вход «обеляющего

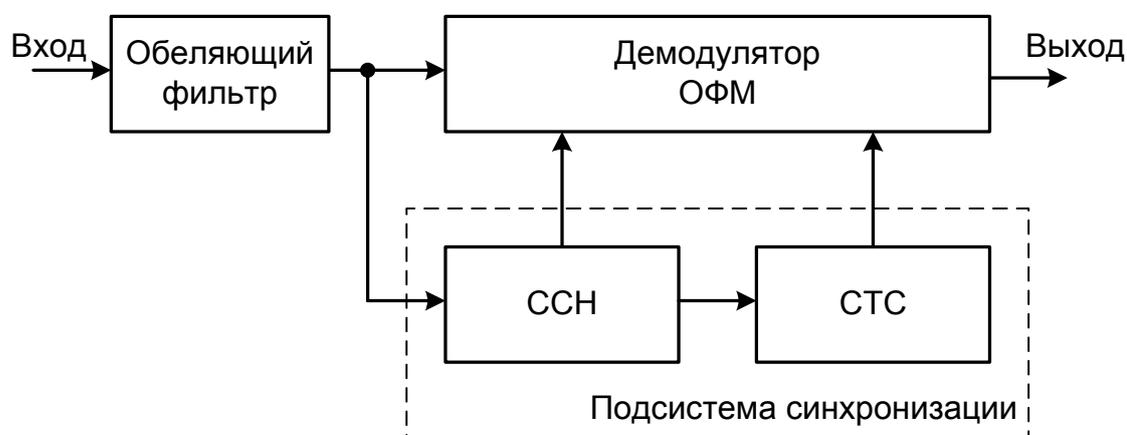


Рис. 1

фильтра» и далее в демодулятор ОФМ, в котором реализуется алгоритм оптимального когерентного корреляционного приема. Необходимые для работы демодулятора опорные колебания формируются схемой синхронизации по несущей (СН) и схемой тактовой синхронизации (СТС), входящих в состав подсистемы синхронизации.

Синхронизация по несущей, выполненная по схеме Костаса, приведена на рис. 2. Шумовая полоса согласно [3] выбиралась из условия  $\Delta f_{ш} = R/6$ , где  $R$  – скорость передачи информации, в качестве линейной системы (ЛС) используется

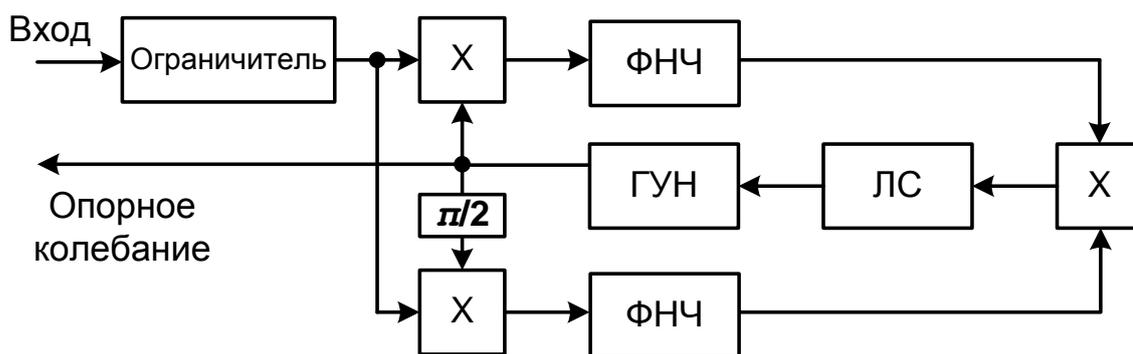


Рис. 2

фильтр нижних частот с интегратором, обеспечивающий нулевую установившуюся ошибку.

Работа СТС основана на нелинейном восстановлении сигнала тактовой частоты из демодулированного сигнала с последующим слежением за ним с помощью петли ФАП (рис. 3). Формирующий каскад (ФК) формирует сигнал тактовой синхронизации.

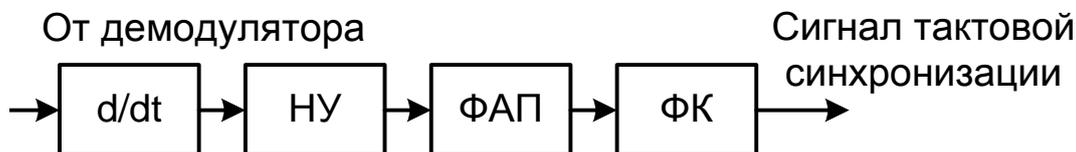


Рис. 3

В основе схем синхронизации лежит следящая система ФАП, которую при большом отношении сигнал/шум на входе можно считать линейной. В этом случае погрешность схем синхронизации при воздействии на вход белого гауссовского шума принято оценивать дисперсией фазовых флуктуаций, которая для схемы Костаса определяется выражением [1]:

$$\sigma_{\varphi}^2 = \left(1 + \sqrt{2}N_0 \frac{\Delta F_{\Phi}}{P_c}\right) \frac{N_0 \Delta f_{\Delta}}{P_c}, \quad (3)$$

где  $\Delta f_{\Delta}$  и  $\Delta F_{\Phi}$  – эквивалентная полоса ФАП и полоса ФНЧ, соответственно;

а для схемы тактовой синхронизации среднеквадратическим значением  $\sigma_{\tau}$  случайного временного смещения тактовых импульсов под воздействием шума [2]:

$$\frac{\sigma_{\tau}}{\tau} = \frac{0,411}{\sqrt{k h_0^2}}, \quad (4)$$

где  $h_0^2 = \frac{P_c \tau}{N_0} \gg 1$  – отношение энергии сигнала к спектральной плотности

шума;  $k \geq 20$  – коэффициент, определяющий постоянную времени  $T_{\Phi} = k\tau$  ФАП в схеме СТС.

Приведенные формулы учитывают воздействие аддитивной шумовой помехи и не учитывают влияние рассмотренных выше искажений сигнала, вызываемых работой «обелителя» и поэтому не могут быть использованы для оценки точности работы схем синхронизации.

«Обеляющий» фильтр (рис. 4) реализуется в модели в виде подсистемы, последовательно включающей прямое быстрое преобразование Фурье, ограничитель, обратное быстрое преобразование Фурье. В результате прямого БПФ формируется спектр принимаемого сигнала развернутый по оси времени. Спектр узкополосных помех представляется в виде последовательности импульсов, мощность которых в результате ограничения уменьшается. В результате обратного БПФ восстанавливается полученный сигнал, искаженный в ограничителе, и ограниченные сигналы помех.



Рис. 4

В процессе исследований использовалось имитационное моделирование работы «обелителя», обеспечивающее достаточно близкое соответствие описанному выше квазиоптимальному алгоритму с выключением каналов. В процессе измерения статистических характеристик погрешностей работы схем синхронизации ансамбль помех не изменяется и его воздействие на «обелитель» имитируется выключением отдельных фильтров прямого БПФ. Число выключенных фильтров и их положение в

полосе сигнала определяется специальной «маской», установленной вместо ограничителя на выходе прямого БПФ. Обратное БПФ восстанавливает искаженный сигнал, поступающий на вход подсистемы синхронизации.

Число фильтров в полосе приемника определяется длиной выборки БПФ и выбранной частотой дискретизации. Рассмотрим следующий пример: если полоса радиосигнала  $\Delta f = 16 \text{ МГц}$ , частота несущего сигнала  $f_n = 128 \text{ МГц}$ , частота дискретизации  $f_d = 512 \text{ МГц}$ , длина выборки БПФ  $N_{\text{БПФ}} = 1024$ , то ширина одного

эквивалентного фильтра  $\Delta f_{\text{Э}} = \frac{f_d}{N_{\text{БПФ}}} = 0.5 \text{ МГц}$ , и число таких фильтров в полосе

сигнала составит  $N_{\text{Ф}} = \frac{\Delta f}{\Delta f_{\text{Э}}} = 32$ .

### **Параметры модели радиолинии**

Значения основных параметров модели радиосистемы:

- скорость информационного сигнала  $R = 15.7978 \text{ Мбит/с}$ ;
- частота несущего колебания  $f_n = 157.978 \text{ МГц}$ ;
- частота дискретизации  $f_d = 1579.78 \text{ МГц}$ ;
- длина выборки БПФ  $N_{\text{БПФ}} = 2048$ ;
- количество эквивалентных фильтров обесцараживающего фильтра  $N_{\text{оф}} = 21$ ;
- шумовая полоса схем слежения  $\Delta f_{\text{ш}} = R/6 = 2.63 \text{ МГц}$ ;
- отношение сигнал/шум на входе приёмника в процессе моделирования не меняется и остаётся равным  $h^2 = 10 \text{ дБ}$ ;
- количество отсчетов на одном периоде несущего колебания  $N_f = 20$ ;
- количество отсчетов на длительности информационного символа  $N_{\tau} = 200$ .

При моделировании оцениваются следующие показатели эффективности подсистемы синхронизации:

- математическое ожидание и дисперсия фазового рассогласования опорного сигнала схемы синхронизации по несущей частоте относительно эталонного гармонического колебания, формируемого в передающей части;
- математическое ожидание и дисперсия фазового рассогласования опорного сигнала схемы тактовой синхронизации относительно эталонного гармонического колебания, формируемого в передающей части.

Первоначально, в отсутствии шума на входе приёмной части, фаза и частота опорного гармонического колебания ССН и временной сдвиг сигнала на выходе СТС устанавливаются таким образом, чтобы их смещение относительно соответствующих эталонных сигналов равнялось нулю. В ходе моделирования,

выделенные подсистемой синхронизации, опорные сигналы начинают флуктуировать относительно своих эталонных сигналов. Для измерения возникающего смещения засекается начало периода каждого из сигналов, и образовавшийся временной интервал заполняется счетными импульсами. Полученное смещение ( $\Delta_i$ ), выраженное в отсчетах модельного времени в момент  $i$ -ой выборки, статистически обрабатывается, следующим образом:

$$\overline{m_{\Delta}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \Delta_i, \quad (5)$$

$$\sigma_{\Delta}^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\Delta_i - \overline{m_{\Delta}})^2, \quad (6)$$

где  $N$  – количество выборок,  $\overline{m_{\Delta}}$  – среднее значение,  $\sigma_{\Delta}^2$  – дисперсия смещения опорного сигнала относительно эталонного сигнала.

Для каждого опорного сигнала  $N$  разное, зависит от периода соответствующего сигнала и времени анализа:

$$N = \frac{T_{ан}}{T_{нес}} \text{ – для опорного колебания несущей частоты,}$$

$$N = \frac{T_{ан}}{T_{инф}} \text{ – для опорного сигнала тактовой частоты.}$$

Получаемую случайную последовательность счетных импульсов  $\Delta_i$  можно считать стационарной с коэффициентом корреляции[4]:

$$\rho(\tau) = e^{-\alpha|\tau|} \cos \beta\tau, \quad (7)$$

где  $\alpha$  – эквивалентная полоса фильтра, физически совпадающая с шумовой полосой схемы синхронизации, которую можно представить виде узкополосного фильтра, а  $\beta$  – центральная частота этого фильтра.

Таким образом, в соответствии с [5] дисперсия оценки математического ожидания на интервале анализа вычисляется по формуле:

$$\sigma_{\overline{m_{\Delta}}}^2 \approx \sigma_{\Delta}^2 \frac{2 \cos^2 \varphi}{N}, \quad (8)$$

где  $\varphi = \arctg \frac{\beta}{\alpha}$ ,  $N$  – объем выборки,

а дисперсия оценки дисперсии равна:

$$\sigma_{\sigma_{\Delta}^2}^2 = \frac{\sigma_{\Delta}^4}{2N^2} [2N - 1 + \cos^2 \varphi \cdot (2N - \cos \varphi)]. \quad (9)$$

Набор статистики оцениваемых параметров производится в результате обработки выборки 25000 информационных символов, при этом первые 5000 информационных символов с начала моделирования пропускаются, чтобы гарантированно обеспечить работу схем синхронизации, в режиме слежения при отсутствии переходных процессов, сопровождающих вхождение в синхронизм. Таким образом, время анализа составляет 20000 информационных символов.

Измерения смещений и их статистическая обработка обеспечивается отдельным блоком, который был разработан и включен в модель. Разработанный блок выполняет выше описанные операции, на протяжении всего моделирования по мере поступления сигналов.

В итоге, можно оценить точность работы схем синхронизации. В соответствии с формулами (8) и (9), дисперсия оценки математического ожидания и дисперсия оценки дисперсии смещения опорных сигналов систем синхронизации относительно эталонных сигналов, с учетом объема выборки, на основании результатов полученных в ходе моделирования, составляют:

– для ССН ( $\sigma_{\Delta}^2 = 0.05 \text{ рад}^2$ ):

$$\sigma_{m_{\Delta}}^2 = \sigma_{\Delta}^2 2.6471 \cdot 10^{-5} = 1.40 \cdot 10^{-6},$$

$$\sigma_{\sigma_{\Delta}^2}^2 = \sigma_{\Delta}^4 6.3234 \cdot 10^{-5} = 1.78 \cdot 10^{-7};$$

– для СТС ( $\sigma_{\Delta}^2 = 114 \text{ \%}^2$ ):

$$\sigma_{m_{\Delta}}^2 = \sigma_{\Delta}^2 9.7297 \cdot 10^{-5} = 0.01,$$

$$\sigma_{\sigma_{\Delta}^2}^2 = \sigma_{\xi}^4 9.8646 \cdot 10^{-5} = 1.29.$$

### **Постановка компьютерного эксперимента**

После запуска модели передающая часть начинает генерировать информационный радиосигнал, к которому в модели канала, добавляется аддитивный белый гаусовый шум. Сформированная смесь сигнала с шумом поступает на вход «обесцвещающего» фильтра приемной части радиосистемы, в

подсистеме синхронизации которой, происходит выделение опорного гармонического колебания несущей частоты и выделение сигнала тактовой синхронизации.

В модели «обеляющего» фильтра на спектр радиосигнала накладывается маска, которая задается как параметр. Маской определяется количество и положение участков спектра, которые режектируются при работе «обеляющего» фильтра. Таким образом моделируется воздействие на вход «обеляющего» фильтра узкополосной помехи.

При моделировании проводится серия экспериментов с различной расстановкой удаляемых участков спектра в разных комбинациях, при этом расстановка помех на протяжении одного эксперимента не изменяется. В результате оцениваются показатели качества работы подсистемы синхронизации: математического ожидания и дисперсии.

### **Результаты компьютерного моделирования**

При отсутствии помех на входе «обеляющего» фильтра, то есть при отсутствии маски, влияние обеляющего фильтра минимально, и моделирование дает следующие результаты, близкие к расчетным значениям, определяемым в соответствии с формулами (3) и (4):

- для схемы синхронизации по несущему колебанию:  
мат. ожидание = 0,03 рад;  
среднеквадратическое отклонение = 0,9 рад;
- для схемы тактовой синхронизации (относительно длительности информационного символа):  
мат. ожидание = -0,06%;  
среднеквадратическое отклонение = 5,35 %.

В простейшем случае при наличии режектирования на частоте несущего колебания получены следующие результаты:

- для схемы синхронизации по несущему колебанию:  
мат. ожидание = 0,03 рад;  
СКО = 0,10 рад;
- для схемы тактовой синхронизации:  
мат. ожидание = -0,07 %;  
СКО = 5,20 %.

Далее представлено графическое представление полученных результатов, для различных случаев «расстановки» узкополосных помех.

Каждый рисунок содержит четыре графика. Два верхних графика отражают качество работы схемы синхронизации по несущей частоте, а два нижних графика – схемы тактовой синхронизации. По оси абсцисс отложены: для ФАП по несущей – радианы, для СТС – процент от длительности импульса. По оси ординат отложены номера рассматриваемых случаев режекции спектра, графическое пояснение этих случаев дается в верхней части рисунков.

Для сравнения приведены результаты для двух значений шумовой полосы  $\Delta f_{ш}$  схем слежения: круглым маркером обозначены точки для  $\Delta f_{ш} = R/6$ , а квадратным маркером – для  $\Delta f_{ш} = R/50$ .

При режектировании четверти спектра, то есть при выключении 5-ти смежных фильтров, получена следующая картина (рис. 5). Здесь четверть пораженного спектра дискретно размещается четырьмя способами, которые поясняются изображением вверху рис. 5.

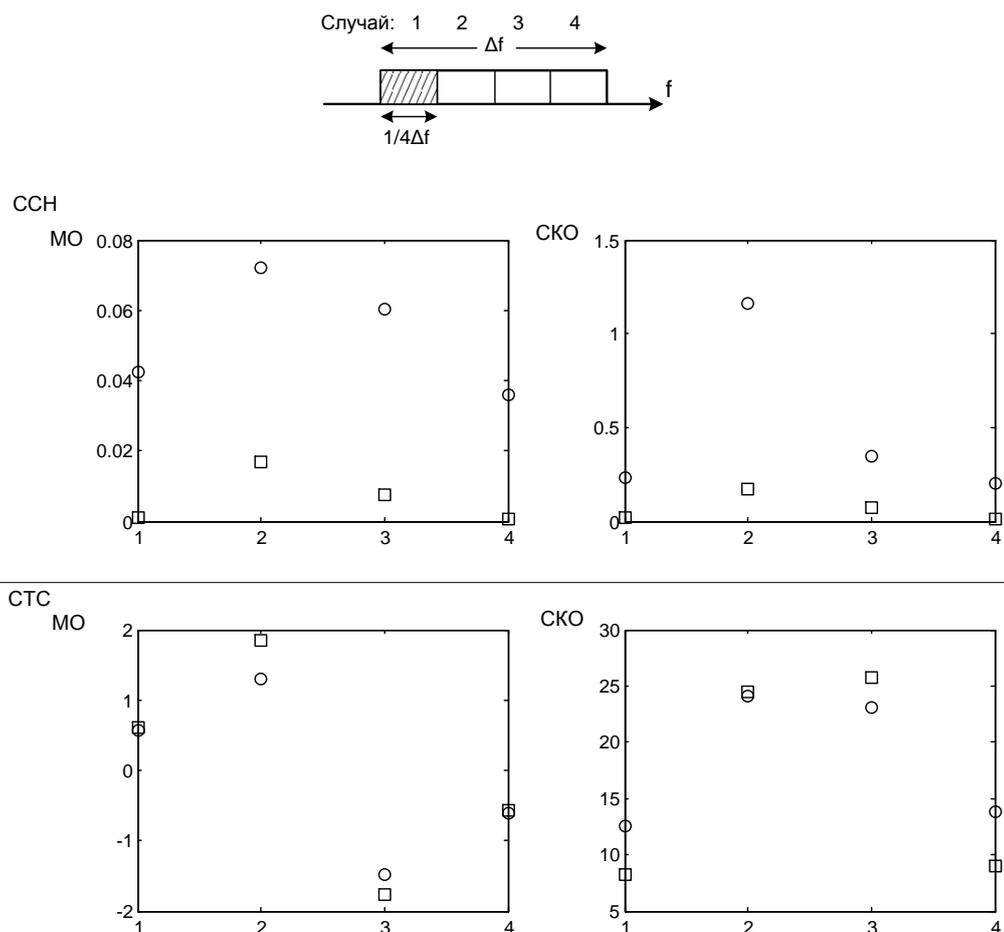


Рис. 5

На рис. 6 представлены результаты моделирования при режектировании двух четвертей спектра в разных комбинациях (всего 4 комбинации). При этом фильтр перекрывающий частоту несущего колебания не затрагивается помехой.

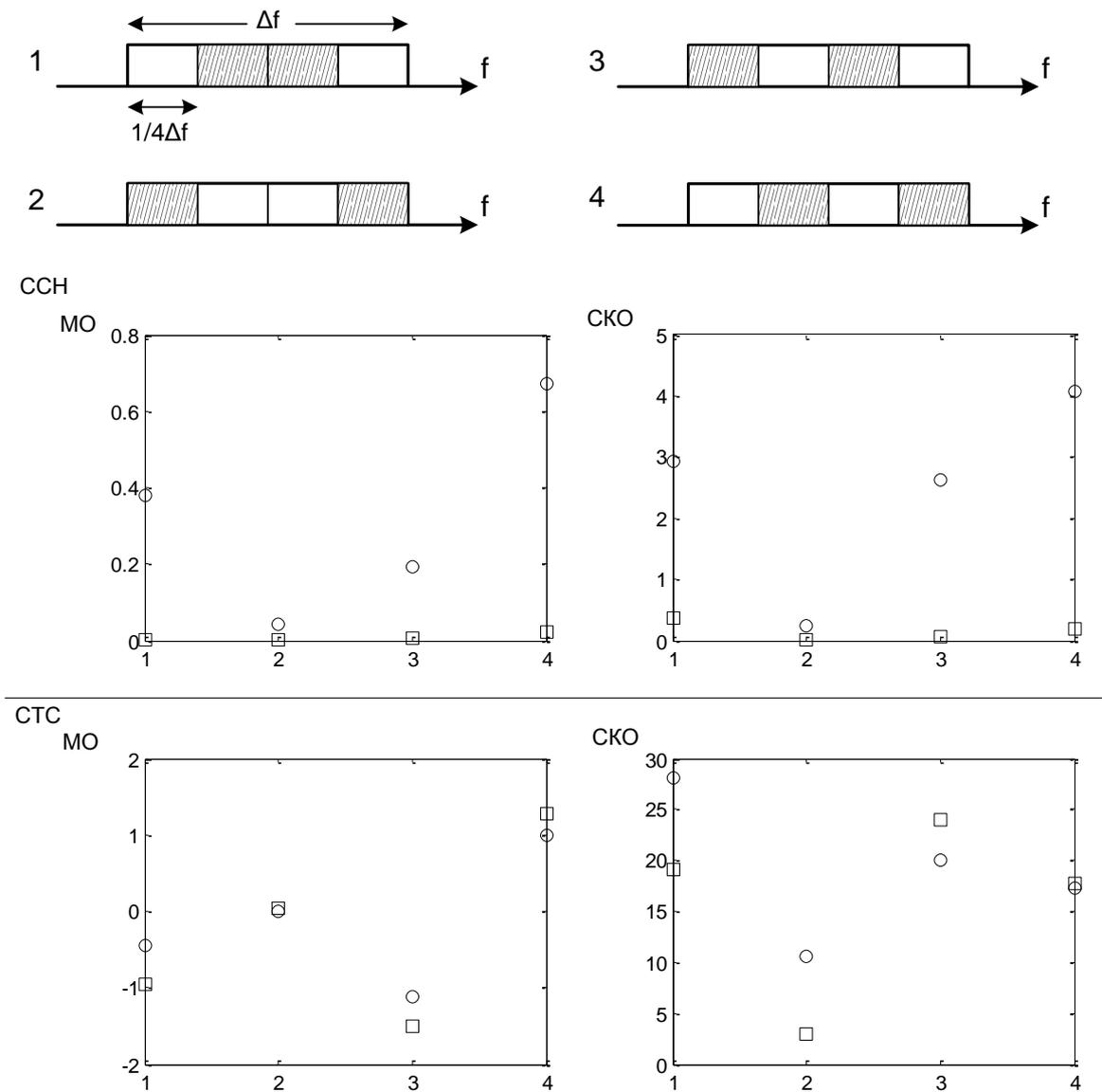


Рис. 6

На рис. 7 представлен результат моделирования случая поражения помехой двух фильтров, каждый из которых занимает 1/21 часть спектра, стоящих симметрично относительно частоты несущего колебания, которая не поражается помехой. Размещение пары пораженных фильтров производится дискретно, с симметричным смещением от центра к краю спектра (всего 10 вариантов).

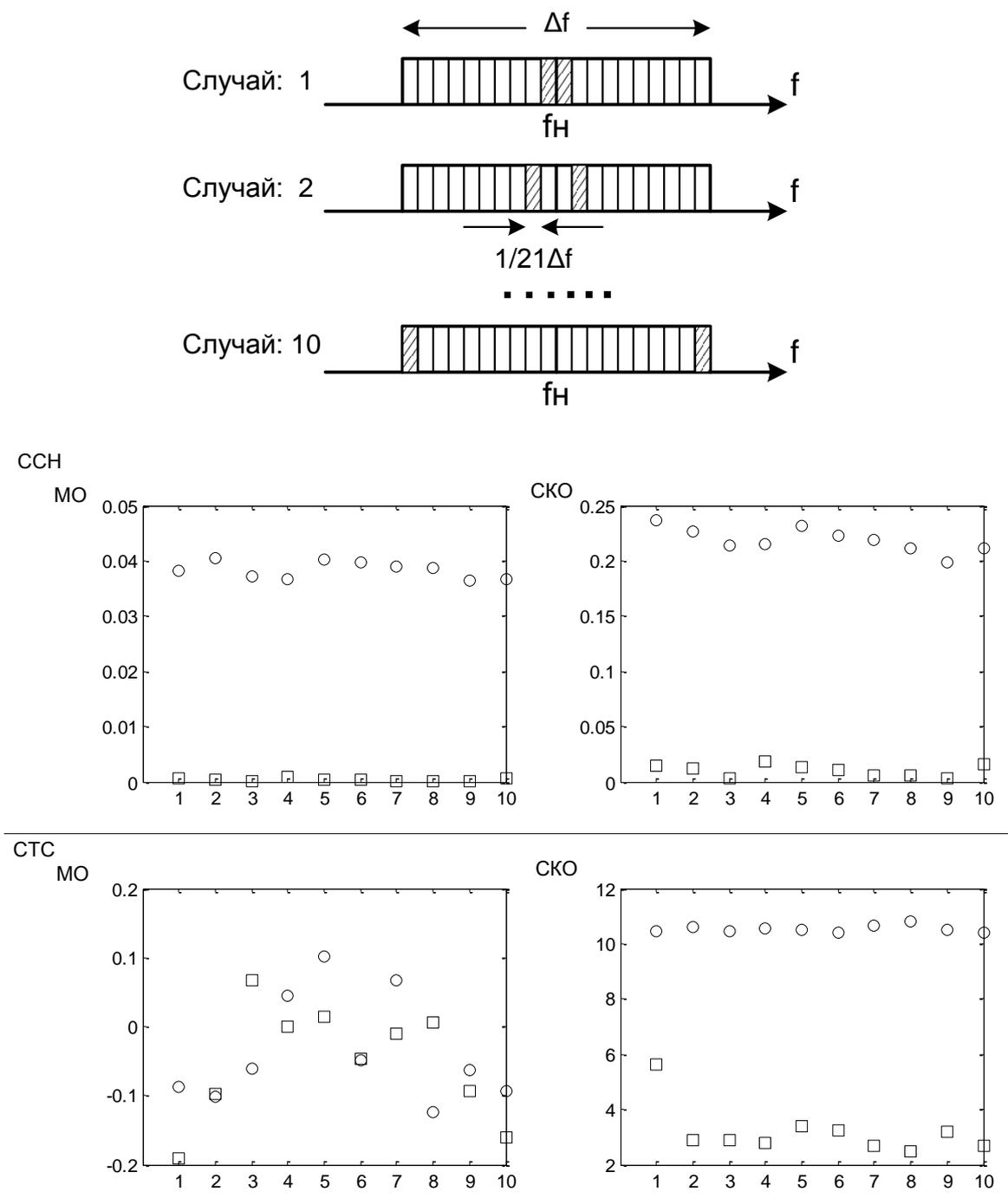


Рис. 7

На рис. 8 представлен результат моделирования случая как для изображенного на рис. 5, но режектируется не четверть, а  $1/7$  спектра (три смежных фильтра), размещение производится дискретно семью вариантами.

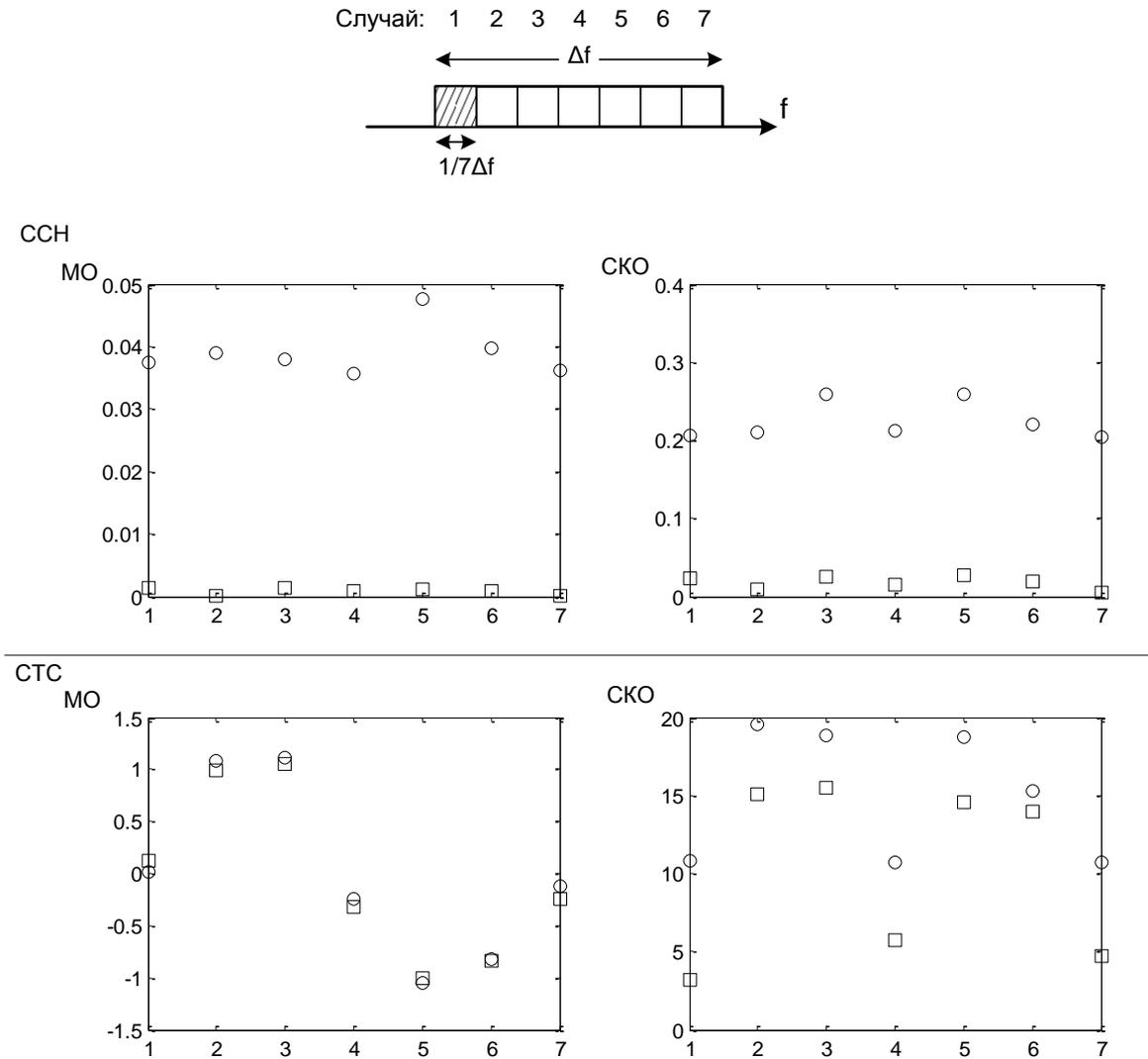


Рис. 8

## **Выводы**

По результатам проведенных экспериментов можно сделать следующие выводы.

1. Наличие режекции части спектра «обеляющим» фильтром влияет на работу подсистемы синхронизации. При этом система синхронизации по несущей частоте ведет себя более стабильно, по сравнению со схемой тактовой синхронизации.

2. Комбинации пораженных частей спектра влияет на эффективность работы схем синхронизации следующим образом: при режекции части спектра ближе к несущей частоте показатели эффективности хуже, чем при режекции не краях спектра.

3. Уменьшение шумовой полосы следящих схем приводит к уменьшению шумовой ошибки.

4. При широкой шумовой полосе схем синхронизации СКО погрешности может достигать единиц радиан, что свидетельствует о срыве синхронизации. При уменьшении шумовой полосы в 8-9 раз величина СКО снижается в 8-10 раз и ФАП работает с высокой точностью.

## **Список литературы**

1. Тепляков И.М., Рощин Б.В., Фомин А.И., Вейцель В.А., под ред. Теплякова И.М. Радиосистемы передачи информации. – М.: «Радио и связь», 1982.
2. Спилкер Дж., перевод с англ. под ред. Макарова В.В. Цифровая спутниковая связь. – М.: «Связь», 1979.
3. Тепляков И.М. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей. – М.: «Радио и связь», 2004.
4. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Кн. 1. – М.: «Советское радио», 1969
5. Виленкин С.Я. Статистические методы исследования систем автоматического регулирования. – М.: «Советское радио», 1967.

---

## **Сведения об авторах**

*Фомин Анатолий Иванович, профессор кафедры радиосистем передачи информации и управления Московского авиационного института (государственного технического университета), к.т.н.*

*Хромцев Алексей Викторович, аспирант кафедры радиосистем передачи информации и управления Московского авиационного института (государственного технического университета)*