

# Формирование и усиление сигналов

УДК 621.396

## МОДЕЛЬ И МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ ЧАСТОТНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ-ВЫЧИТАТЕЛЯ ВХОДНЫХ ДИАПАЗОНОВ

**Логинов Вячеслав Иванович**

кандидат технических наук, доцент  
Волжского государственного университета водного транспорта.

*E-mail:* loginov@vgavt-nn.ru.

*Адрес:* 603600, Н. Новгород, ул. Нестерова 5, ВГУВТ.

*Аннотация:* Предлагается развитие модели нелинейного преобразования частот и метода прямых “псевдопреобразования” для оптимизации параметров частотного распределения, работающего по супергетеродинной схеме. Основная задача - определение оптимальных значений относительного диапазона перестройки входных частот и рабочего соотношения смешиваемых частот при условии фильтрации комбинационных продуктов нелинейного преобразования заданного порядка. Метод является безитерационным. Максимальное число оценок при поиске оптимальных параметров частотного распределения не превышает девяти. Все оценки независимы друг от друга и могут выполняться параллельно. Эффективность метода прямых “псевдопреобразования” составляет не менее пяти порядков по сравнению с методами прямого перебора без учета возможности распараллеливания алгоритма. Основное использование метода в средствах автоматизированного проектирования при решении задачи оптимального выбора полосы пропускания канала связи, а также в системах оперативного управления когнитивным радио при решении задачи выбора оптимальных частот связи.

*Ключевые слова:* безитерационная модель, параллельный алгоритм, частотное распределение, комбинационные частоты.

Развитие технологии когнитивного радио (программно-конфигурируемого радио), предложенной в начале 21 века [1, 2, 7], в настоящее время идет по направлению создания условий, законодательной базы и методик управления частотным ресурсом в условиях применения технологии (DSA (Dynamic Spectrum Access)) безлицензионного использования спектра. Первое применение данной технологии реализовано в стандарте IEEE 802.22 и определяет возможность использования частотного диапазона эфирного телевидения и радиовещания для развертывания Wi-Fi сетей, что позволяет повысить пропускную способность и увеличить зону покрытия беспроводных каналов связи. Эта технология особенно востребована в сельской местности, где частотный ресурс, отведенный для телевидения и радиовещания, используется недостаточно эффективно. Одна-

ко, в алгоритмах управления выбором оптимальных частот связи в этих системах отсутствуют проверка оптимальности назначения каналов связи с учетом минимизации уровня комбинационных каналов приема, что не позволяет точно прогнозировать реальное отношение сигнал/помеха в канале. Этот недостаток порождает неэффективное использование каналов связи.

Решение проблемы электромагнитной совместимости в условиях нарастающего уровня помех и широкого использования беспроводных технологий решается совершенствованием технологий фильтрации [3], а при определении параметров нелинейного преобразования частот при проектировании систем связи используются эмпирические табличные методы [4].

Существующие методы анализа и оптимизации частотного распределения [5, 6] с целью

фильтрации комбинационных помех заданного порядка имеют аналитическую природу и трудно поддаются автоматизации. Использование методов поиска пораженных точек на основе теории чисел [8] являются основой для решения задачи оптимизации частотного распределения, а именно поиск ближайших “пораженных” точек к рабочим соотношениям частот и [9, 10] параметров комбинационных частот их образующих.

Предлагаемая модель нелинейного преобразования частот позволяет решить задачу фильтрации комбинационных каналов и выступить в качестве основы адаптивных алгоритмов управления частотным распределением в современных системах когнитивного радио.

Рассмотрим одну из самых распространенных моделей преобразователя-вычитателя диапазонов входных частот, которая предназначена для использования в главных трактах преобразования частот радиотехнических устройств. Согласно классификации [11] преобразователь-вычитатель представляет типовую супергетеродинную схему. Основная задача, решаемая этим типом преобразователя - приведение широкого диапазона входных частот по рабочему входу 1 преобразователя  $\Delta f_1$  в узкий выходной диапазон  $\Delta f_{\text{вых}}$  с ненулевой полосой пропускания (в [11] рассмотрена идеализированная модель преобразователя-вычитателя диапазона частот). Структурная схема преобразователя-вычитателя диапазонов входных частот (далее просто преобразователь-вычитатель) приведена на рис. 1.



Рис. 1. Схема преобразователя частоты вычитателя входных диапазонов

Рассмотрим одну из разновидностей преобразователя-вычитателя, имеющего на входе широкополосный неперестраиваемый фильтр

$\Phi_{\text{вх1}}$  с полосой пропускания  $\Delta f_1$  и с коэффициентом прямоугোলности  $SP_1$ . На выходе также неперестраиваемый фильтр  $\Phi_{\text{вых}}$  с коэффициентом прямоугোলности  $SP_{\text{вых}}$ .

Для описания диапазона преобразуемых частот используем нормированный диапазон входных частот  $\Delta f_1^{\text{норм}} = \Delta f_1 / f_2$  и соотношение смешиваемых частот  $q = f_1 / f_2$ , где  $f_1$  и  $f_2$  - фиксированные значения входных частот, относительно которых определяются нижние и верхние значения частот диапазонов преобразователя.

$$\begin{aligned} f_{1н} &= q - C_1 \Delta f_1^{\text{норм}}, \\ f_{1в} &= q + (1 - C_1) \Delta f_1^{\text{норм}}, \\ f_{2н} &= q - C_2 \Delta f_2^{\text{норм}}, \\ f_{2в} &= q + (1 - C_2) \Delta f_2^{\text{норм}} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\text{где } C_1 = \frac{f_1 - f_{1н}}{\Delta f_1}; \quad C_2 = \frac{f_2 - f_{2н}}{\Delta f_2}; \quad \Delta f_2^{\text{норм}} = \Delta f_2 / f_2$$

- нормированный диапазон (опорных) гетеродинных частот.

Преобразователь-вычитатель используется для преобразования входных диапазонов, изменяющихся в широких пределах, в диапазон выходных (промежуточных) частот, причем  $\Delta f_1 > \Delta f_{\text{вых}}$ . Для них справедливы следующие соотношения между диапазонами смешиваемых частот:

$$\Delta f_{\text{вых}} = \Delta f_1 - \Delta f_2. \quad (2)$$

Это соотношение определяет связь между входными и выходными частотами, чтобы диапазон входных частот полностью без пропусков преобразовался в диапазон выходных частот. Кроме того, выражение (2) однозначно классифицирует данный преобразователь частоты и определяет его название.

Определим диапазон изменения нормированных значений входных и выходных частот с учетом коэффициентов прямоугোলности входного и выходного фильтров  $SP_1$  и  $SP_{\text{вых}}$ . Нормировку будем производить к номиналу опорной частоты  $f_2$ .

$$\begin{aligned}
 f_{1н}^{SP} &= q - C_1 \Delta f_1^{норм} - \left( \frac{SP_1 - 1}{2} \right) \Delta f_1^{норм}, \\
 f_{1н}^{SP} &= q + (1 - C_1) \Delta f_1^{норм} + \left( \frac{SP_1 - 1}{2} \right) \Delta f_1^{норм}, \\
 f_{выхн}^{SP} &= (-1)^M q + (-1)^S - C_{вых} \Delta f_{вых}^{норм} - \\
 &\quad - \left( \frac{SP_{вых} - 1}{2} \right) \Delta f_{вых}^{норм}, \\
 f_{выхн}^{SP} &= (-1)^M q + (-1)^S + (1 - C_{вых}) \Delta f_{вых}^{норм} + \\
 &\quad + \left( \frac{SP_{вых} - 1}{2} \right) \Delta f_{вых}^{норм}
 \end{aligned} \tag{3}$$

где  $M, S$  - идентификаторы видов преобразования номиналов входных частот ( $M=1, S=2$  или  $M=2, S=1$  - вычитание частот;  $M=2, S=2$  - суммирование частот),

$$\begin{aligned}
 C_{вых} &= -\frac{(-1)^S - 1}{2} + \left[ (-1)^M C_1 + \frac{(-1)^S - (-1)^M}{2} \right] a_{сж} - \\
 &\quad - (-1)^S (1 - C_2) (a_{сж} - 1)
 \end{aligned}$$

где  $a_{сж} = \Delta f_1^{норм} / \Delta f_{вых}^{норм}$  - коэффициент сжатия входного диапазона частот.

Построим область фильтруемых частот преобразователя-вычитателя на номограмме комбинационных частот и исследуем ее поведение при изменении соотношений смешиваемых частот  $q_{вх} = \overline{0,1}$ , если  $f_1 \leq f_2$  (т. е.  $q \leq 1$ ). В таблице 1 приведены координаты точек области фильтруемых частот.

Таблица 1.

N	Абсцисса	Ордината
1	$q_{max} = f_{1н} / f_{2н}$	$q_{вых\epsilon}^{max} = f_{вых\epsilon} / f_{2н}$
2	$q_{min} = f_{1н} / f_{2\epsilon}$	$q_{выхн}^{min} = f_{выхн} / f_{2\epsilon}$
3	$q_{min} = f_{1\epsilon} / f_{2\epsilon}$	$q_{вых\epsilon}^{min} = f_{вых\epsilon} / f_{2\epsilon}$
4	$q_{max} = f_{1\epsilon} / f_{2н}$	$q_{вых\epsilon}^{max} = f_{вых\epsilon} / f_{2н}$
5	$q_{max} = f_{1\epsilon} / f_{2н}$	$q_{выхн}^{max} = f_{выхн} / f_{2н}$
6	$q_{min} = f_{1\epsilon} / f_{2\epsilon}$	$q_{выхн}^{min} = f_{выхн} / f_{2\epsilon}$

Область фильтруемых частот для преобразователя-вычитателя изображена на рис. 2.а и рис. 2.б соответственно для вычитания и суммирования частот.

Аналогично можно построить область фильтруемых частот преобразователя-

вычитателя для случая  $f_1 > f_2$  (т.е.  $q > 1$ ). Форма области фильтруемых частот аналогична случаю ( $q \leq 1$ ).

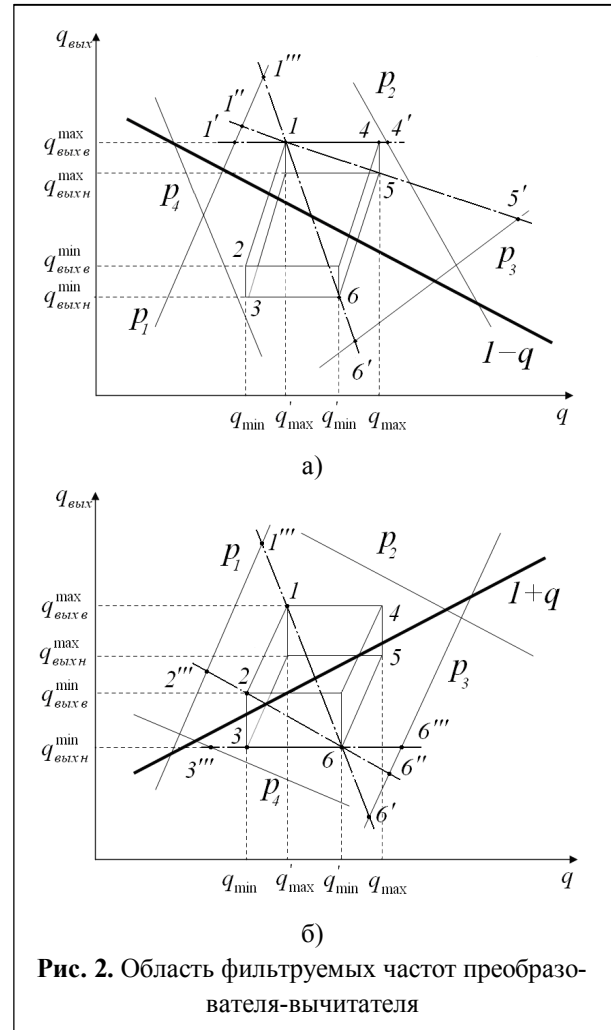


Рис. 2. Область фильтруемых частот преобразователя-вычитателя

Для корректного использования метода прямых “псевдопреобразования” и повышения его эффективности необходимо показать, что характерная особенность области фильтруемых частот – производная прямых 1-2 и 5-6 неотрицательна (см. рис 2.). Исследуем поведение области фильтруемых частот при  $f_1 \leq f_2$  и  $f_1 > f_2$ . Определим коэффициенты наклона прямых 1-2 и 5-6 при изменении входных соотношений смешиваемых частот в диапазоне  $q_{вх} = \overline{0,1}$ . Используя стандартный прием, получаем следующие выражения:

для  $f_1 \leq f_2$  в случае суммирования частот:

$$K_{1-2} = 1 + \frac{1}{q_{\max}} + \frac{\left[ 1 + \left( \frac{SP_6 - 1}{2} \right) \frac{1}{a_{\text{сж}}} + \left( \frac{SP_1 - 1}{2} \right) \right] \Delta f_1^{\text{норм}}}{q - C_1 \Delta f_1^{\text{норм}} - \left( \frac{SP_1 - 1}{2} \right) \Delta f_1^{\text{норм}}} \quad (4)$$

$$K_{5-6} = 1 + \frac{1}{q_{\max}} - \frac{\left[ \frac{1}{a_{\text{сж}}} + \left( \frac{SP_6 - 1}{2} \right) \frac{1}{a_{\text{сж}}} + \left( \frac{SP_1 - 1}{2} \right) \right] \Delta f_1^{\text{норм}}}{q + (1 - C_1) \Delta f_1^{\text{норм}} + \left( \frac{SP_1 - 1}{2} \right) \Delta f_1^{\text{норм}}}$$

при вычитании частот:

$$K_{1-2} = -1 + \frac{1}{q_{\max}} + \frac{\left[ \left( \frac{SP_6 - 1}{2} \right) \frac{1}{a_{\text{сж}}} - \left( \frac{SP_1 - 1}{2} \right) \right] \Delta f_1^{\text{норм}}}{q - C_1 \Delta f_1^{\text{норм}} - \left( \frac{SP_1 - 1}{2} \right) \Delta f_1^{\text{норм}}} \quad (5)$$

$$K_{5-6} = -1 + \frac{1}{q_{\max}} + \frac{\left[ -\left( \frac{SP_6 - 1}{2} \right) \frac{1}{a_{\text{сж}}} + \left( \frac{SP_1 - 1}{2} \right) \right] \Delta f_1^{\text{норм}}}{q + (1 - C_1) \Delta f_1^{\text{норм}} + \left( \frac{SP_1 - 1}{2} \right) \Delta f_1^{\text{норм}}}$$

Для  $f_1 > f_2$  в случае суммирования частот:

$$K_{1-2} = 1 + \frac{1}{q_{\max}} + \frac{\left[ 1 + \left( \frac{SP_6 - 1}{2} \right) \frac{1}{a_{\text{сж}}} + \left( \frac{SP_1 - 1}{2} \right) \right] \Delta f_1^{\text{норм}}}{1 - C_2 \left( \frac{a_{\text{сж}} - 1}{a_{\text{сж}}} \right) \Delta f_1^{\text{норм}}} \quad (6)$$

$$K_{5-6} = 1 + \frac{1}{q_{\max}} + \frac{\left[ -\left( \frac{SP_6 - 1}{2} \right) \frac{1}{a_{\text{сж}}} + \left( \frac{SP_1 - 1}{2} \right) \right] \Delta f_1^{\text{норм}}}{1 + (1 - C_2) \left( \frac{a_{\text{сж}} - 1}{a_{\text{сж}}} \right) \Delta f_1^{\text{норм}}}$$

при вычитании частот:

$$K_{1-2} = -1 + \frac{1}{q_{\max}} + \frac{\left[ \frac{1}{a_{\text{сж}}} + \left( \frac{SP_6 - 1}{2} \right) \frac{1}{a_{\text{сж}}} + \left( \frac{SP_1 - 1}{2} \right) \right] \Delta f_1^{\text{норм}}}{1 - C_2 \left( \frac{a_{\text{сж}} - 1}{a_{\text{сж}}} \right) \Delta f_1^{\text{норм}}} \quad (7)$$

$$K_{5-6} = -1 + \frac{1}{q_{\max}} + \frac{\left[ 1 - \frac{1}{a_{\text{сж}}} - \left( \frac{SP_6 - 1}{2} \right) \frac{1}{a_{\text{сж}}} + \left( \frac{SP_1 - 1}{2} \right) \right] \Delta f_1^{\text{норм}}}{1 + (1 - C_2) \left( \frac{a_{\text{сж}} - 1}{a_{\text{сж}}} \right) \Delta f_1^{\text{норм}}}$$

Подстановка выражений (1-3) в (4-8) показывает, что при изменении  $q_{\text{вх}} = \overline{0,1}$  коэффициенты наклона прямых 1-2 и 5-6 области фильтруемых частот удовлетворяют следующим неравенствам:

$$K_{1-2,5-6} > 1, \quad (8)$$

для суммирования частот и

$$K_{1-2,5-6} \geq 0, \quad (9)$$

для вычитания частот.

Неравенства (8, 9) позволяют однозначно определить алгоритм поиска оптимальных параметров  $\Delta f_1^{\text{норм}}$  и  $q_{\text{онт}}$ .

Для поиска оптимальных параметров частотного распределения  $\Delta f_1^{\text{норм}}$  и  $q_{\text{онт}}$  применяется метод прямых “псевдопреобразования”, основанный на идее максимального заполнения области ограниченной комбинационными продуктами нелинейного преобразования частот  $P_1-P_4$  [11] фигурой области фильтрации преобразователя (см. рис. 2). Другими словами, для реализации этого метода необходимо обеспечить касание характерных точек области фильтруемых частот (точки 1-6) комбинационных прямых номограммы комбинационных частот ( $P_1-P_4$ ). Запишем условия касания комбинационных прямых характерных точек области фильтруемых частот преобразователя-вычитателя:

$$\begin{aligned} \text{точка 1} \quad q_{\text{вых6}}^{\max} &= a_{k1} q_{\max}' + c_{k1}; \\ \text{точка 2} \quad q_{\text{вых6}}^{\min} &= a_{k1} q_{\min} + c_{k1}; \\ \text{точка 3} \quad q_{\text{выхн}}^{\min} &= a_{k4} q_{\min} + c_{k4}; \\ \text{точка 4} \quad q_{\text{вых6}}^{\max} &= a_{k2} q_{\max} + c_{k2}; \\ \text{точка 5} \quad q_{\text{выхн}}^{\max} &= a_{k3} q_{\max} + c_{k3}; \\ \text{точка 6} \quad q_{\text{выхн}}^{\min} &= a_{k3} q_{\min}' + c_{k3}; \end{aligned} \quad (10)$$

Разрешив условия касания (10) относительно  $q$ , приведем их к следующему виду:

$$q = K_{fj} \Delta f_1^{\text{норм}} - S_{fj}. \quad (11)$$

Оптимальные значения  $\Delta f_1^{\text{норм}}$  и  $q_{\text{онт}}$  можно определить, зная оценки этих параметров. Оценки  $\Delta f_1^{\text{норм}}$  и  $q_{\text{онт}}$  определяются из попарного решения уравнений (11) для противоположных точек области фильтруемых частот.

$$\begin{aligned} q_j &= K_{fj} \Delta f_1^{\text{норм}} - S_{fj}, \\ q_k &= K_{fk} \Delta f_1^{\text{норм}} - S_{fk} \end{aligned} \quad (12)$$

Таким образом, получаем девять оценок для определения  $\Delta f_1^{\text{норм}}$  и  $q_{\text{онт}}$

$$\Delta f_{1,m}^{норм} = \frac{S_{fj} - S_{fk}}{K_{fj} - K_{fk}}; \quad (13)$$

$$q_m = K_{fi} \Delta f_{1,m}^{норм} - S_{fi},$$

Коэффициенты уравнения (11) сведены в таблицах 2 и 3 для случая  $f_1 \leq f_2$  и в таблицах 4 и 5 для  $f_1 > f_2$ .

Анализ выражений, приведенных в таблице

Таблица 2. Суммирование частот

$i$	$K_{fi}$	$S_{fi}$
1	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{\left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) + \left(\frac{SP_{вых} - 1}{2a_{сж}}\right) + (1 - C_2)(1 - c_{k1}) \frac{a_{сж} - 1}{a_{сж}}}{a_{k1} - 1}$	$\frac{c_{k1} - 1}{a_{k1} - 1}$
2	$C_1 - 1 - \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{\left(\frac{SP_{вых} - 1}{2a_{сж}}\right) - \left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) - C_2(1 - c_{k1}) \frac{a_{сж} - 1}{a_{сж}} + a_{k1} SP_1}{a_{k1} - 1}$	$\frac{c_{k1} - 1}{a_{k1} - 1}$
3	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} - \frac{\left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) - \left(\frac{SP_{вых} - 1}{2a_{сж}}\right) + (1 - C_2)(1 - c_{k4}) \frac{a_{сж} - 1}{a_{сж}}}{a_{k4} - 1}$	$\frac{c_{k4} - 1}{a_{k4} - 1}$
4	$C_1 - 1 - \frac{SP_1 - 1}{2} - \frac{\left(\frac{SP_{вых} - 1}{2a_{сж}}\right) + \left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) + C_2(1 - c_{k2}) \frac{a_{сж} - 1}{a_{сж}}}{a_{k2} - 1}$	$\frac{c_{k2} - 1}{a_{k2} - 1}$
5	$C_1 - 1 - \frac{SP_1 - 1}{2} - \frac{\left(\frac{SP_{вых} - 1}{2a_{сж}}\right) + \left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) + C_2(1 - c_{k3}) \frac{a_{сж} - 1}{a_{сж}}}{a_{k3} - 1}$	$\frac{c_{k3} - 1}{a_{k3} - 1}$
6	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{\left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) - \left(\frac{SP_{вых} - 1}{2a_{сж}}\right) + (1 - C_2)(1 - c_{k3}) \frac{a_{сж} - 1}{a_{сж}} - a_{k3} SP_1}{a_{k3} - 1}$	$\frac{c_{k3} - 1}{a_{k3} - 1}$

где  $m = \overline{1,9}$ ;  $j = \overline{1,3}$ ;  $k = \overline{4,6}$ .

Выбор оптимальных параметров частотного распределения  $\Delta f_1^{норм}$  и  $q_{онм}$  осуществляется согласно следующему условию:

$$\Delta f_1^{норм} = \min \left\{ \Delta f_{1,m}^{норм} \right\}; \quad (14)$$

4 и таблице 5, показывает, что при  $C_{Kj} = 1$  ( $j = \overline{1,4}$ ) знаменатели обращаются в нуль и образуют неопределенность в вычислении оптимальных параметров  $\Delta f_1^{норм}$  и  $q_{онм}$  (13).

Таблица 3. Вычитание частот

$i$	$K_{fi}$	$S_{fi}$
1	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{\left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сжс}}}\right) + (1 - C_2)(1 - c_{k1}) \frac{a_{\text{сжс}} - 1}{a_{\text{сжс}}} - SP_1}{a_{k1} + 1}$	$\frac{c_{k1} - 1}{a_{k1} + 1}$
2	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{\left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сжс}}}\right) - C_2(1 - c_{k1}) \frac{a_{\text{сжс}} - 1}{a_{\text{сжс}}}}{a_{k1} + 1}$	$\frac{c_{k1} - 1}{a_{k1} + 1}$
3	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{(1 - C_2)(1 - c_{k4}) \frac{a_{\text{сжс}} - 1}{a_{\text{сжс}}} - \left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сжс}}}\right) - SP_1}{a_{k4} + 1}$	$\frac{c_{k4} - 1}{a_{k4} + 1}$
4	$C_1 - 1 - \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{\left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сжс}}}\right) - C_2(1 - c_{k2}) \frac{a_{\text{сжс}} - 1}{a_{\text{сжс}}} + SP_1}{a_{k2} + 1}$	$\frac{c_{k2} - 1}{a_{k2} + 1}$
5	$C_1 - 1 - \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{SP_1 - \left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сжс}}}\right) - C_2(1 - c_{k3}) \frac{a_{\text{сжс}} - 1}{a_{\text{сжс}}}}{a_{k3} + 1}$	$\frac{c_{k3} - 1}{a_{k3} + 1}$
6	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{(1 - C_2)(1 - c_{k3}) \frac{a_{\text{сжс}} - 1}{a_{\text{сжс}}} - \left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сжс}}}\right)}{a_{k3} + 1}$	$\frac{c_{k3} - 1}{a_{k3} + 1}$

Таблица 4. Суммирование частот

$i$	$K_{fi}$	$S_{fi}$
1	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} - \frac{\left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) + \left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сжс}}}\right) + [1 + C_2(a_{k1} - 1)] \frac{a_{\text{сжс}} - 1}{a_{\text{сжс}}}}{1 - c_{k1}}$	$\frac{1 - a_{k1}}{1 - c_{k1}}$
2	$C_1 - 1 - \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{\left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) - \left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сжс}}}\right) - C_2(c_{k1} - 1) \frac{a_{\text{сжс}} - 1}{a_{\text{сжс}}}}{1 - c_{k1}}$	$\frac{1 - a_{k1}}{1 - c_{k1}}$
3	$C_1 - 1 - \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{\left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) + \left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сжс}}}\right) - C_2(a_{k4} - 1) \frac{a_{\text{сжс}} - 1}{a_{\text{сжс}}}}{1 - c_{k4}}$	$\frac{1 - a_{k4}}{1 - c_{k4}}$
4	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{(1 - C_2)(a_{k2} - 1) \frac{a_{\text{сжс}} - 1}{a_{\text{сжс}}} - \left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сжс}}}\right) - \left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right)}{1 - c_{k2}}$	$\frac{1 - a_{k2}}{1 - c_{k2}}$
5	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{(1 - C_2)(a_{k3} - 1) \frac{a_{\text{сжс}} - 1}{a_{\text{сжс}}} + \left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сжс}}}\right) - \left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right)}{1 - c_{k3}}$	$\frac{1 - a_{k3}}{1 - c_{k3}}$
6	$C_1 - 1 - \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{\left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) + \left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сжс}}}\right) + [1 + (1 - C_2)(a_{k3} - 1)] \frac{a_{\text{сжс}} - 1}{a_{\text{сжс}}}}{1 - c_{k3}}$	$\frac{1 - a_{k3}}{1 - c_{k3}}$

Таблица 5. Вычитание частот

$i$	$K_{fi}$	$S_{fi}$
1	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} - \frac{\left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) + \left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сж}}}\right) + C_2(a_{k1} + 1)\frac{a_{\text{сж}} - 1}{a_{\text{сж}} - 1}}{1 - c_{k1}}$	$\frac{a_{k1} + 1}{c_{k1} - 1}$
2	$C_1 - 1 - \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{\left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) + \left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сж}}}\right) + [1 - C_2(a_{k1} + 1)]\frac{a_{\text{сж}} - 1}{a_{\text{сж}}}}{1 - c_{k1}}$	$\frac{a_{k1} + 1}{c_{k1} - 1}$
3	$C_1 - 1 - \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{\left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) + \left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сж}}}\right) + [1 - C_2(a_{k4} + 1)]\frac{a_{\text{сж}} - 1}{a_{\text{сж}}}}{1 - c_{k4}}$	$\frac{a_{k4} + 1}{c_{k4} - 1}$
4	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} - \frac{\left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) + \left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сж}}}\right) + [1 - (1 - C_2)(a_{k2} + 1)]\frac{a_{\text{сж}} - 1}{a_{\text{сж}}}}{1 - c_{k2}}$	$\frac{a_{k2} + 1}{c_{k2} - 1}$
5	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{\left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сж}}}\right) - \left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) - [1 - (1 - C_2)(a_{k3} + 1)]\frac{a_{\text{сж}} - 1}{a_{\text{сж}}}}{1 - c_{k3}}$	$\frac{a_{k3} + 1}{c_{k3} - 1}$
6	$C_1 - 1 - \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{\left(\frac{SP_{\text{вых}} - 1}{2a_{\text{сж}}}\right) + \left(\frac{SP_1 - 1}{2}\right) + (1 - C_2)(a_{k3} + 1)\frac{a_{\text{сж}} - 1}{a_{\text{сж}}}}{1 - c_{k3}}$	$\frac{a_{k3} + 1}{c_{k3} - 1}$

Рассмотрим подробнее эту ситуацию и определим условия, при которых возникающие неопределенности можно разрешить. Согласно [9], равенство  $C_{ki} = 1$  возможно только в одном случае, если дробь Фарея  $R_i/Q_i = 0/1$ , что определяет "пораженную" точку с абсциссой  $q_{\text{ex}} = 0$  (начало номограммы комбинационных частот). Эту "пораженную" точку образуют комбинационные частоты со следующими параметрами:  $a_k = 2, c_k = 1$ ;  $a_k = 0, c_k = 1$ ;  $a_k = -2, c_k = 1$  и имеют минимальный порядок. Таким образом, разрешить неопределенность в определении  $\Delta f_1^{\text{норм}}$  и  $q_{\text{онт}}$  можно, заменив уравнения (11) с коэффициентами из таблиц 4 и 5 эквивалентными, полученными путем почленного вычитания уравнения (11) для всех возможных значений

$m = \overline{1,9}; j = \overline{1,3}; k = \overline{4,6}$  следующим образом: получим выражения для  $K_{fi}$  и  $S_{fi}$  эквивалентных уравнений (11). Полученные коэффициенты эквивалентных уравнений приведены в таблице 6 и таблице 7 соответственно для суммирования и вычитания частот. Поиск оптимальных значений параметров  $\Delta f_1^{\text{норм}}$  и  $q_{\text{онт}}$  осуществляется аналогично (13, 14).

Задача оптимизации частотного распределения преобразователя-вычитателя входных диапазонов относится к задачам однокритериальной оптимизации. Эффективность метода прямых "псевдопреобразования" по сравнению с известными классическими методами однокритериальной оптимизации – методами бинарного поиска и дихотомии составляет более трех порядков [11, 12], без учета возможности



Таблица 6. Суммирование частот

$i$	$K_{fi}$	$S_{fi}$
1	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} - \frac{[1 + (1 - C_2)(a_{k2} - 1) + C_2(a_{k1} - 1)] \frac{a_{сж} - 1}{a_{сж}}}{c_{k2} - c_{k1}}$	$\frac{a_{k2} - a_{k1}}{c_{k2} - c_{k1}}$
2	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{\frac{SP_{\text{вылх}}}{a_{сж}} + [1 + (1 - C_2)(a_{k3} - 1) + C_2(a_{k1} - 1)] \frac{a_{сж} - 1}{a_{сж}}}{c_{k2} - c_{k1}}$	$\frac{a_{k3} - a_{k1}}{c_{k3} - c_{k1}}$
3	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{(1 - SP_1 c_{k3}) \frac{SP_{\text{вылх}} - 1}{a_{сж}} - 2 - [(1 - C_2)(a_{k3} - 1) + C_2(a_{k1} - 1)] \frac{a_{сж} - 1}{a_{сж}}}{c_{k2} - c_{k1}}$	$\frac{a_{k3} - a_{k1}}{c_{k3} - c_{k1}}$
4	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{SP_1 c_{k1} - 1 + \frac{1}{a_{сж}} - [C_2(a_{k1} - 1) - (1 - C_2)(a_{k2} - 1)] \frac{a_{сж} - 1}{a_{сж}}}{c_{k2} - c_{k1}}$	$\frac{a_{k2} - a_{k1}}{c_{k2} - c_{k1}}$
5	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{SP_1 c_{k1} - 1 - \frac{SP_{\text{вылх}}}{a_{сж}} - [C_2(a_{k1} - 1) + (1 - C_2)(a_{k3} - 1)] \frac{a_{сж} - 1}{a_{сж}}}{c_{k3} - c_{k1}}$	$\frac{a_{k3} - a_{k1}}{c_{k3} - c_{k1}}$
6	$C_1 - 1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{\frac{SP_{\text{вылх}} + 1}{a_{сж}} + [1 + C_2(a_{k1} - 1) + (1 - C_2)(a_{k3} - 1)] \frac{a_{сж} - 1}{a_{сж}}}{c_{k3} - c_{k1}}$	$\frac{a_{k3} - a_{k1}}{c_{k3} - c_{k1}}$
7	$C_1 - \frac{SP_1 - 1}{2} - \frac{SP_1 c_{k4} - 1 + \frac{SP_{\text{вылх}} + 1}{a_{сж}} - [C_2(a_{k4} - 1) + (1 - C_2)(a_{k2} - 1)] \frac{a_{сж} - 1}{a_{сж}}}{c_{k2} - c_{k4}}$	$\frac{a_{k2} - a_{k4}}{c_{k2} - c_{k4}}$
8	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{SP_1 c_{k4} - 1 + \frac{1}{a_{сж}} - [C_2(a_{k4} - 1) + (1 - C_2)(a_{k3} - 1)] \frac{a_{сж} - 1}{a_{сж}}}{c_{k3} - c_{k4}}$	$\frac{a_{k3} - a_{k4}}{c_{k3} - c_{k4}}$
9	$C_1 - 1 - \frac{SP_1 - 1}{2} - \frac{[1 + C_2(a_{k4} - 1) + (1 - C_2)(a_{k3} - 1)] \frac{a_{сж} - 1}{a_{сж}}}{c_{k3} - c_{k4}}$	$\frac{a_{k3} - a_{k4}}{c_{k3} - c_{k4}}$

параллельного выполнения оценок (13), так как эти оценки и их коэффициенты (таблицы 2-7) можно вычислять независимо друг от друга. При использовании возможности распараллеливания эффективность метода будет составлять дополнительно не менее двух порядков. Следовательно, приблизительная оценка эффективности метода прямых “псевдопреобразования” составляет не менее пяти порядков по сравнению с классическими методами однокритериальной оптимизации и полного перебора.

**Литература**

1. Joseph Mitola III. Cognitive Radio. An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio // Doctor of Technology Dissertation, Royal Institute of Technology, Sweden, May 2000
2. Fette B. A. Cognitive Radio Technology, Academic Press. 2009. 848 p.
3. Benzacar S. Microwave product digest. July, 2014.
4. Liu J., Dunleavy L.P., Svensen T. B. European Microwave Conference 2003.
5. Шарапов Ю.И., Крылов Г.М., Пантелеев Ю.П. Преобразование сигнала без комбинационных частот. - М.: ИПРЖР: 2001. - 288 с.



Таблица 7. Вычитание частот

$i$	$K_{fi}$	$S_{fi}$
1	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} - \frac{[(1 - C_2)(a_{k_2} + 1) + C_2(a_{k_1} + 1) - 1] \frac{a_{сжс} - 1}{a_{сжс}}}{c_{k_2} - c_{k_1}}$	$\frac{a_{k_2} - a_{k_1}}{c_{k_2} - c_{k_1}}$
2	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} - \frac{\frac{SP_{вых}}{a_{сжс}} + [(1 - C_2)(a_{k_3} + 1) + C_2(a_{k_1} + 1) - 1] \frac{a_{сжс} - 1}{a_{сжс}}}{c_{k_2} - c_{k_1}}$	$\frac{a_{k_3} - a_{k_1}}{c_{k_3} - c_{k_1}}$
3	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} - \frac{SP_1(1 - c_{k_3}) + [(1 - C_2)(a_{k_3} + 1) + C_2(a_{k_1} + 1)] \frac{a_{сжс} - 1}{a_{сжс}}}{c_{k_2} - c_{k_1}}$	$\frac{a_{k_3} - a_{k_1}}{c_{k_3} - c_{k_1}}$
4	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{SP_1 c_{k_1} - 1 + \frac{SP_1}{a_{сжс}} + [2 - C_2(a_{k_1} + 1) - (1 - C_2)(a_{k_2} + 1)] \frac{a_{сжс} - 1}{a_{сжс}}}{c_{k_2} - c_{k_1}}$	$\frac{a_{k_2} - a_{k_1}}{c_{k_2} - c_{k_1}}$
5	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} - \frac{SP_1 c_{k_1} - 1 + [2 - C_2(a_{k_1} + 1) - (1 - C_2)(a_{k_3} + 1)] \frac{a_{сжс} - 1}{a_{сжс}}}{c_{k_3} - c_{k_1}}$	$\frac{a_{k_3} - a_{k_1}}{c_{k_3} - c_{k_1}}$
6	$C_1 - 1 - \frac{SP_1 - 1}{2} - \frac{\frac{1}{a_{сжс}} - [1 - (1 - C_2)(a_{k_3} + 1) - C_2(a_{k_1} + 1)] \frac{a_{сжс} - 1}{a_{сжс}}}{c_{k_2} - c_{k_1}}$	$\frac{a_{k_3} - a_{k_1}}{c_{k_3} - c_{k_1}}$
7	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{SP_1 c_{k_4} + 2 + \frac{SP_{вых} - 1}{a_{сжс}} - [C_2(a_{k_4} + 1) + (1 - C_2)(a_{k_2} + 1)] \frac{a_{сжс} - 1}{a_{сжс}}}{c_{k_2} - c_{k_4}}$	$\frac{a_{k_2} - a_{k_4}}{c_{k_2} - c_{k_4}}$
8	$C_1 + \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{SP_1 c_{k_4} - 1 + \frac{1}{a_{сжс}} + [2 - C_2(a_{k_4} + 1) - (1 - C_2)(a_{k_3} + 1)] \frac{a_{сжс} - 1}{a_{сжс}}}{c_{k_3} - c_{k_4}}$	$\frac{a_{k_3} - a_{k_4}}{c_{k_3} - c_{k_4}}$
9	$C_1 - 1 - \frac{SP_1 - 1}{2} + \frac{[1 - C_2(a_{k_4} + 1) - (1 - C_2)(a_{k_3} + 1)] \frac{a_{сжс} - 1}{a_{сжс}}}{c_{k_3} - c_{k_4}}$	$\frac{a_{k_3} - a_{k_4}}{c_{k_3} - c_{k_4}}$

6. Шарапов Ю.И. Преобразование сигнала без комбинационных частот в специальных приемниках. - М.: САЙНС-ПРЕСС, 2009. – 256 с.

7. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио. – М: Горячая линия – Телеком, 2013. – 372 с.

8. Быкадоров А.А., Логинов В.И. Алгоритмы анализа частотного распределения систем нелинейного преобразования частот. Сборник "Технико-экологические вопросы речного судоходства", Н. Новгород: ВГАВТ, 1994 вып. 269. С. 67-74.

9. Логинов В.И. Номограмма комбинационных частот – алгоритмический подход с учетом преобразования на гармониках сигнала и гетеродина. - Радиотехника, № 4, 2011. С. 61-66.

10. Грушин П.И., Логинов В.И., Ямпурин Н.П. Использование ПЛИС в системах автоматизированного распределения частот. - Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета. - № 7(31) 2011. – С. 28-35.

11. Логинов В.И. Модели и безитерационный метод оптимизации параметров нелинейного преобразования частоты в “ближней” зоне. Журнал “Радиотехнические и телекоммуникационные системы”, №1. 2015. - С. 57-69.

12. Логинов В.И. Повышение быстродействия алгоритмов моделирования спектра нелинейного преобразования частот в “ближней” зоне. Ж. Успехи современной радиоэлектроники. № 9, 2015. С. 62-69.

Поступила 07 июня 2016 г.

**Model and improvement technique of frequency distribution parameters in input bandwidth converter-subtractor**

**Vyacheslav Ivanovich Loginov** – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor Volga State University of Water Transport.

*E-mail:* loginov@vgavt-nn.ru.

*Address:* 5 Nesterov Str. 603005 Nizhny Novgorod, Russia VSUWT.

*Abstract:* Frequency nonlinear conversion systems are widely used in modern receiver-transmitter equipment for arranging communication channels. Vital problem to estimate electromagnetic compatibility in shifting operating frequencies of communication channels arises with cognitive radio development technology which assumes license-free use of temporarily free frequency spectrum. A key estimate factor of electromagnetic compatibility is implementation of the set level of moire and intermodulation input effects in the communication channel in the input demodulator. This task performance for cognitive radio has to be done within license-free spectrum use, to avoid connection break in the communication channel during this time lapse (about 1 micro-second). To ensure electromagnetic compatibility on the level of the communication channel moire components it is necessary as a first approximation to provide filtering of frequency nonlinear conversion content from the communication channel operating frequencies. The purpose of the article is to develop mathematical model and frequency distribution improvement method for filtering frequency nonlinear conversion content of the preassigned order. Improvement criterion is ensuring suppression of nonlinear conversion content of the preassigned order by the frequency converter filtering system. The model of the frequency converter used in receiving part of the communication channel, which operates in the bandwidth reduction mode of converted frequencies (the input bandwidth converter-subtractor), is examined in the article. It is proposed to develop a method of direct pseudo-conversion to solve the problem of frequency distribution improvement in input bandwidth converter-subtractor. It is shown that the proposed method is non-iterative. Parameters estimation number of frequency distribution of the frequency converter does not exceed nine. Estimates can be made simultaneously. Frequency distribution optimal parameters is the minimum relative restructuring range with the ratio of the heterodyned frequencies from nine estimates. Method efficiency is not less than five orders greater compared with the known methods.

*Key words:* non-iterative model, parallel algorithm, frequency distribution, combination frequencies.

**References**

1. Joseph Mitola III. Cognitive Radio. An Integrated Agent Architecture for Software Defined Radio//Doctor of Technology Dissertation, Royal Institute of Technology, Sweden, May 2000
2. Fette B. A. Cognitive Radio Technology, Academic Press. 2009. 848 p.
3. Benzacar S. Microwave product digest. July, 2014.
4. Liu J., Dunleavy L.P., Svensen T. B. European Microwave Conference 2003.
5. Sharapov Yu.I., Krylov G. M., Pantelev Yu.P. Signal conversion without combination frequencies. - M.: IPRZhR: 2001. - 288 p.
6. Sharapov Yu.I. Signal conversion without combination frequencies in special receivers. - M.: SAYNS-PRESS, 2009. - 256 p.
7. Galkin V.A. Software-defined radio fundamentals. - M: Goryachaya liniya - Telekom, 2013. – 372 p.
8. Bykadorov A.A., Loginov V. I. Analysis algorithms of frequency distribution in frequency nonlinear conversion systems. Collection Technical Environmental Issues of River Navigation, N. Novgorod: VGAVT, 1994, Iss.. 269, P. 67-74.
9. Loginov V.I. The combination frequency nomogram - the algorithm approach considering signal harmonics and heterodyne conversion.- Radiotekhnika, No. 4, 2011, P. 61-66.
10. Grushin P. I., Loginov V. I., Yampurin N. P. Using FPGA in automatic frequency distribution systems. - Vestnik Samarskogo gosudarstvennogo aerokosmicheskogo universiteta. - No. 7(31) 2011. – P. 28-35.
11. Loginov V. I. Models and non-iterative improvement method of nonlinear frequency conversion parameters of in a near-field zone. Journal Radiotekhnicheskiye i telekommunikatsionnye sistemy, No. 1. 2015. – P. 57-69.
12. Loginov V. I. Speeding of modeling algorithms of frequency nonlinear conversion spectrum in a near-field zone. J. Uspekhi sovremennoy radioelektroniki. No. 9, 2015. P. 62-69.