

Коррекция пространственных и частотных характеристик передающего тракта системы акустического зондирования

В.В. Булкин¹, Г.С. Васильев², С.М.Курилова-Харчук¹, И.А.Курилов³, И.Н. Кириллов⁴

¹ *Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых*

600000, г. Владимир, ул. Горького, 87

E-mail: vvbulkin@mail.ru, ruvbulkin@mail.ru

² *Белгородский государственный национальный исследовательский университет*
308015, г. Белгород, ул. Победы, 85.

E-mail: oldolkuz@yandex.ru

³ *Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Звукотехника»*

602264, Владимирская обл., г. Муром, Радиозаводское шоссе, д.23а.

E-mail: kia_s@list.ru

⁴ *Акционерное общество «Муромский завод радиоизмерительных приборов»*

602267, Владимирская область, г. Муром, Карачаровское шоссе, 2.

Предложена система коррекции диаграммы направленности и частотных характеристик тракта формирования излучающего сигнала и акустической антенной решетки передающего тракта. Система позволяет улучшать пространственные параметры излучаемого сигнала, путем применением частотного разделения спектра сигнала с последующим пространственным разделением сигналов по элементам решетки. Проводится анализ и оптимизация характеристик, представлены результаты моделирования системы.

Ключевые слова: система акустического зондирования, акустический излучатель, непрерывные кусочно-линейные функции

Correction of spatial and frequency characteristics of the transmitting path of the acoustic sounding system

V.V.Bulkin,¹ G.S.Vasilyev², S.M.Kurilova-Kharchuk¹, I.A.Kurilov¹, I.N. Kirillov⁴

¹ *Vladimir State University.*

² *Belgorod State University.*

³ *Joint Stock Company "Research and Production Enterprise "Zvukotekhnika"*

⁴ *Joint Stock Company "Murom plant of radio measuring devices"*

A system for correcting the directional pattern and frequency characteristics of the radiating signal formation path and the acoustic antenna array of the transmitting path is proposed. The system allows improving the spatial parameters of the radiated signal by using frequency division of the signal spectrum with subsequent spatial division of the signals by the elements of the array. Analysis and optimization of the characteristics are carried out, and the results of modeling the system are presented. Keywords: acoustic sounding system, acoustic sound, continuous piecewise linear functions

Введение

Системы акустического зондирования атмосферы находят широкое применение при исследовании метеорологической ситуации и состояния атмосферного пограничного слоя, поскольку акустические системы обладают высокой чувствительностью к изменениям параметров состояния воздушной среды [1]. Характеристики термической стратификации, получаемые в процессе акустического зондирования, так же позволяют проводить оценку и прогнозирование условий загрязнения атмосферы [2,3], в процессе

возрастания техногенной нагрузки, изучать распределение ветра, дисперсию атмосферы, проводить оперативный мониторинг ветра, прогнозирование бурь, осуществлять анализ распространения звука, контроль вихревых потоков самолетов и др.

К преимуществам антенных решеток, используемых в системах акустического зондирования, следует отнести их сравнительную компактность и возможность создавать высокое давление, за счет сложения акустических сигналов отдельных излучателей, составляющих антенную решетку (АР). Кроме того, АР позволяет осуществлять электронное пространственное управление диаграммой направленности (ДН) антенны.

К недостаткам АР следует отнести зависимость пространственных характеристик от частоты передаваемого сигнала [2]. Дополнительные искажения в принимаемый и обрабатываемый сигнал, вносит появление и возрастание боковых лепестков с увеличением частоты. Это искажает конечные результаты исследований.

В докладе рассматривается метод коррекции характеристик направленности сигнала, основанный, на электронном изменении размеров задействованной части АР передающего тракта, в зависимости от диапазона частот зондирующего сигнала

Система частотной коррекции характеристик акустической антенны

Рассмотрим АР, состоящую из рупорных акустических излучателей. Конструкция каждого акустического излучателя (АИ), решетки – аналогична конструкции излучателей (рис. 1) [4]. Устья рупорных АИ, соединены и образуют непрерывную излучающую поверхность. Устье имеет форму квадрата со стороной $l_0 = 0,12$ м. Общее количество АИ в решетке определяется заданными требованиями к величине излучаемой мощности, к характеристикам направленности и рабочему диапазону частот АР.



Рис. 1

В начале рассмотрим линейную антенну, состоящую из одного ряда рупорных АИ. Конструктивно устья рупоров образуют сплошную излучающую линейку. На рис. 2 и рис 3 эскизно представлены виды линейных антенн при количестве излучателей равных семи и восьми АИ, соответственно.

Для коррекции пространственно-частотной характеристики антенны, диапазон рабочих частот системы распределяется на поддиапазоны, а совокупность АИ распределяется на блоки. Выбор оптимальных вариантов распределения на поддиапазоны и блоки определяется исходя из конкретных значений частот рабочего диапазона, требований к характеристикам ДН (ширина главного лепестка, количество и

уровень боковых лепестков), исходя из количества АИ для обеспечения необходимого звукового давления и собственных характеристик АИ.

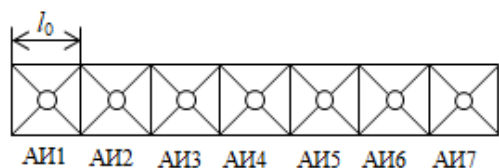


Рис. 2

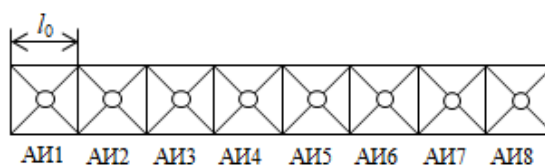


Рис. 3

Каждый последующий блок, начиная со второго, включает в себя все АИ предыдущего блока и дополнительные АИ.

Один из вариантов распределения семи излучателей на четыре блока представлен на рис. 4. Вариант распределения восьми излучателей на четыре блока представлен на рис. 5. На рисунках обозначено: Б1...Б4 – блоки с соответствующими номерами; Работа каждого блока излучателей в поддиапазоне частот соответствующего блока, обеспечивается цифровой фильтрацией спектра зондирующего сигнала. Конкретный вид амплитудночастотных и фазово-частотных характеристик каждого фильтра задается исходя из требований к обеспечению заданных характеристик направленности системы зондирования, исходя из условий сопряжения поддиапазонов блоков АИ, климатических условий, а так же из требований дополнительной коррекции частотных характеристик составляющих систему звеньев и коррекции собственных частотных характеристик АИ.

На рис. 6 изображена электрическая структурная схема передающего тракта системы акустического зондирования с системой частотной коррекции (СЧК), диаграммы направленности акустической АР. Схема реализует вариант распределения семи АИ (рис. 4).



Рис. 4

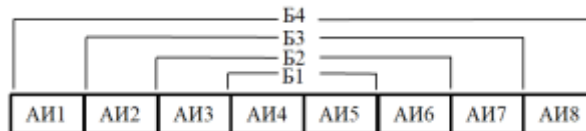


Рис. 5

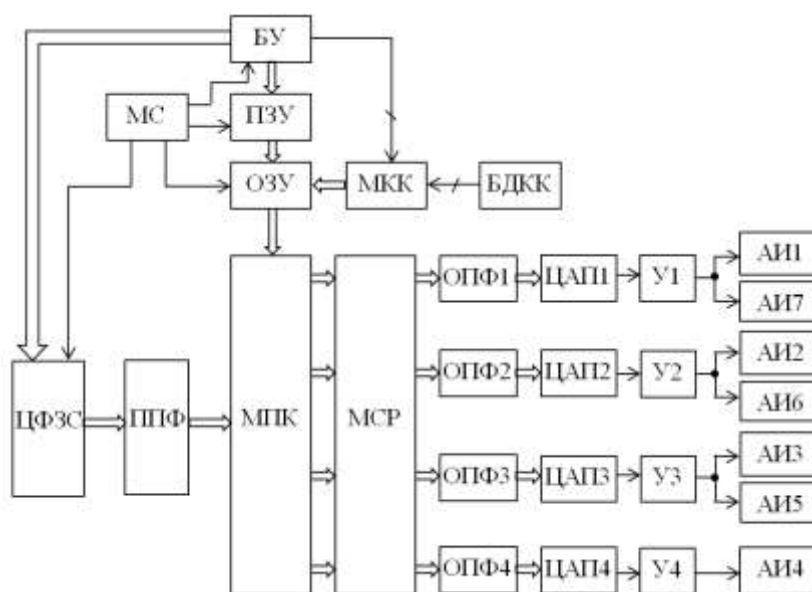


Рис. 6

На схеме обозначено: БУ – блок управления, МС – модуль синхронизации, ПЗУ – постоянно запоминающее устройство, ОЗУ – оперативное запоминающее устройство, БДКК – блок датчиков климатического контроля, МКК – модуль климатического контроля, ЦФЗС – цифровой формирователь зондирующего сигнала, ППФ – блок прямого преобразования Фурье, МПК – модуль перемножения коэффициентов, МСР – модуль суммирования-распределения, ОПФ – блок обратного преобразования Фурье, ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь, У – усилитель.

На схеме также обозначено: широкая стрелка – шина передачи цифровых данных, тонкая стрелка – одноканальная сигнальная линия, тонкая линия с чертой – многоканальная (два и более), сигнальная линия.

Назначение блоков и модулей: БУ – формирование управляющих сигналов для задания формы и уровня зондирующих сигналов, управления коррекцией частотных характеристик передающего тракта; МС – формирование синхронизирующих сигналов для обеспечения работы основных блоков; ПЗУ – хранение коэффициентов базовых характеристик фильтров для обеспечения частотного разделения спектра зондирующего сигнала на каналы соответствующих блоков АИ; ОЗУ – оперативная коррекция коэффициентов фильтров при изменении климатических условий и оперативное хранение коэффициентов; БДКК – формирование сигналов климатических параметров окружающей среды (давление, температура, влажность, ветровые показатели); МКК – обработка сигналов датчиков и формирование сигналов коррекции коэффициентов частотных характеристик, для компенсации климатических воздействий на параметры составляющих блок и модулей передающего тракта станции; ЦФЗС – в цифровом виде формирует зондирующий сигнал с заданными параметрами (частота, форма, период повторения, вид и индекс модуляции и т.д.); ППФ – временные отсчеты цифрового зондирующего сигнала преобразует в отсчеты спектральных составляющих; МПК – осуществляет цифровую фильтрацию сигнала, путем перемножения. При этом, квадратурные коэффициенты гармоник сигнала ЦФЗС, поэлементно перемножаются на соответствующие коэффициенты блоковых фильтров. В результате, в данном случае спектр зондирующего сигнала разделяется на четыре канала – в соответствии с количеством блоков АИ; ОПФ – преобразует отсчеты спектральных составляющих каждого канала во временные отсчеты; ЦАП – преобразует временные отсчеты в аналоговый сигнал; У – усиливает зондирующий сигнал и обеспечивает требуемый уровень мощности сигнала для соответствующей группы излучателей.

Структурная схема МСР представлена на рис. 7. Сигналы распределяются и направляются в группы АИ при помощи сумматоров. В рассматриваемом варианте четыре блока формируются при помощи последовательного «суммирования» четырех групп излучателей: АИ1 и АИ7; АИ2 и АИ6; АИ3 и АИ5; АИ4. Блок Б1 включает в себя только АИ4. Блок Б2 включает в себя Б1(АИ4) и группу АИ3, АИ5 и т.д., в соответствии с рис. 4.

Увеличение количества АИ в антенне позволяет увеличить мощность и расширить частотный диапазон зондирующего сигнала. При этом возрастают значения отклонений пространственных характеристик ДН в диапазоне рабочих частот. В тоже время увеличение числа АИ позволяет осуществить более детальное распределение рабочего диапазона частот на поддиапазоны и вследствие этого, повысить уровень стабильности характеристик ДН.

Распределение рабочего диапазона частот сигнала на поддиапазоны

Для линейных АР с равномерным амплитудным и фазовым распределением, множитель решетки определяется выражением [5]

$$F = \frac{\sin\left(\frac{Rkdcos(\Theta)}{2} - \varphi_r\right)}{R\sin\left(\frac{kdcos(\Theta)}{2} - \varphi_r\right)}, \quad (1)$$

где R - число излучателей, k - волновое число, d - расстояние между элементами решетки, Θ - угол между плоскостью решетки и точкой наблюдения, φ_r – фазовый сдвиг, вносимый излучателем с номером r . Примем $\varphi_r = 0$.

Устья рупоров примыкают друг к другу, так, что образуется непрерывная излучающая поверхность, излучающая почти плоские волны. Поэтому антенную систему можно рассматривать как непрерывную, состоящую из большого числа излучателей с расстоянием между ними $d \rightarrow 0$. Длина АР $L = Nd$. Обозначим θ - угол между осью визирования и точкой наблюдения, λ - длина волны звукового сигнала, v – скорость звука и f – частота сигнала. Ось визирования расположена перпендикулярно поверхности, образуемой устьями рупоров и исходящая из геометрического центра данной поверхности. Подставим $k = 1/\lambda$ и $\lambda = v/f$. Пусть n - количество АИ в блоке, N – максимальное число АИ в АР, тогда длина блока решетки $L = nl_0$. После преобразования (1)

$$F(\theta, f) = \frac{\sin\left(\frac{nl_0 f}{2v} \sin(\theta)\right)}{\frac{nl_0 f}{2v} \sin(\theta)}, \quad (2)$$

Характеристики драйверов могут быть учтены введением дополнительного сомножителя в (2).

На рис. 8 изображены графики ДН для $n=4$ и трех значений частоты: 1кГц (синий цвет), 4,5кГц (зеленый цвет) и 10 кГц (красный цвет). Секущая линия (оранжевый пунктир) имеет уровень 0,5. При $f=1$ кГц ДН имеет форму круга смещенного ниже центра плоскости устьев АИ. С увеличением частоты ($f=4,5$ кГц) круг касается центра плоскости. При частоте $f=10$ кГц ширина главного лепестка уменьшается и на ДН появляются боковые лепестки.

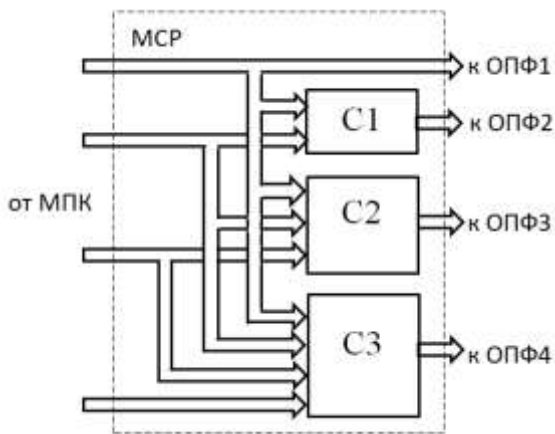


Рис. 7

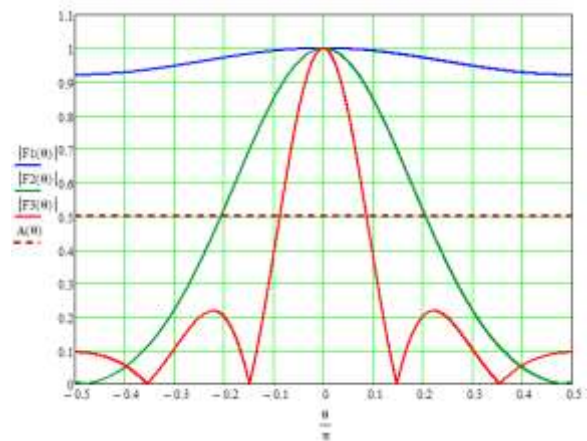


Рис. 8

Распределим диапазон рабочих частот системы зондирования между блоками АИ. Критерием распределения примем половинное значение ширины главного лепестка ДН θ_h , где h – уровень на котором определяется θ_h , $h \in [0,1]$.

Обозначим f_n – частота для блока с n излучателями, при которой значении θ_h соответствует заданному. Подставив $F(\theta, f) = h$, f_n , и θ_h в (3), и преобразовав его получим

$$h \frac{n l_0}{2v} f_n \sin(\theta_h) = \sin\left(\frac{n l_0}{2v} f_n \sin(\theta_h)\right). \quad (3)$$

Уравнение (4) является трансцендентным. Для его решения в аналитическом виде воспользуемся аппаратом непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [6,7].

Величина θ_h связана со значением θ_{0n} – шириной главного лепестка ДН блока с n излучателями, на уровне $h=0$. По этому достаточно один раз задать θ_h , определить соответствующую ей θ_{0n} и дальнейший процесс распределения частот проводить для θ_{0n} .

Определим связь θ_{0n} и θ_h . Для это найдем f_n . Обозначим

$$K_n = \frac{n l_{0n} \sin(\theta_h)}{2v} \quad (4)$$

и перепишем (3)

$$h K_n f_n = \sin(f_n K_n). \quad (5)$$

Данное уравнение является трансцендентным. Аппроксимируем функцию $y = \sin(K_n f_n)$ на основе НКЛФ [7]

$$y = \sum_{m=0}^{M-1} (K_m f_n + B_m) Q_m(f), \quad (6)$$

где M – максимальный номер точки аппроксимации, m – текущий номер точки аппроксимации $m \in [0 \dots M]$, $K_m = (y_{m+1} - y_m) / (f_{m+1} - f_m)$, y_m и y_{m+1} – значения функции y в точках m и $m+1$, f_m и f_{m+1} значения частоты в точках аппроксимации m и $m+1$, $B_m = (y_m f_{m+1} - y_{m+1} f_m) / (f_{m+1} - f_m)$,

$$Q_m(f) = \frac{K}{2} \sum_{\lambda_1=0}^1 \sum_{\gamma_1=0}^1 (-1)^{\lambda_1 - \gamma_1} \left| f - f_m - \gamma \Delta f - \frac{\lambda}{K} \right|,$$

где $Q_m(f)$ – непрерывная кусочнолинейная функция включения (вариант НКЛФ), принимающая значения $Q_m(f) = 1$ при $f_m < f \leq f_{m+1}$ и $Q_m(f) = 0$ при $f_{m+1} < f \leq f_m$, K – крутизна наклона боковых сторон функции, λ_1 и γ_1 – коэффициенты суммирования.

Подставим (6) в (5)

$$h K_n f_n = \sum_{m=0}^{M-1} (K_m f_n + B_m) Q_m(f), \quad (7)$$

и после преобразования получим

$$f_n = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} B_m Q_m(f)}{K_n h - \sum_{m=0}^{M-1} K_m Q_m(f)}. \quad (8)$$

Так, при $h=0,5$ и $\theta_h=0,44$ рад ($25,4^\circ$). Для блоков излучателей АР изображенной на рис. 4 ($N=7$), из выражения (8) получим следующие значения частот, при которых ширина главного лепестка ДН каждого блока, состоящего из n АИ, точно равна $0,44$ рад: $f_1=25,4$ кГц, $f_3=8446$ Гц, $f_5=5080$ Гц и $f_7=3628$ Гц.

Если задан более узкий диапазон рабочих частот, в качестве первого блока АИ могут использоваться несколько излучателей. Если в первый блок входят два АИ, при тех же параметрах ДН, то распределение частот выглядит так: $f_1=12,7$ кГц, $f_3=6350$ Гц, $f_5=4233$ Гц и $f_7=3175$ Гц.

Как отмечалось выше, распределение спектра зондирующего сигнала осуществляется при помощи цифровых полосовых блоковых фильтров. Исходя из требований обеспечения минимального отклонения ширины ДН в рабочем диапазоне

частот станции, распределение диапазона частот на поддиапазоны целесообразно провести следующим образом. Частоты максимумов характеристик в полосе пропускания каждого фильтра, равны значению f_n . На этих частотах значения θ_h и соответственно θ_{0n} , точно соответствуют заданным. Ширина полосы пропускания каждого фильтра $f_{n+2} \dots f_{n-2}$. Таким образом, характеристики фильтров на каждом участке $f_{n+2} \dots f_n$ противоположны (спад - нарастание). Соответственно противоположно будет меняться и ширина ДН, что обеспечит её стабилизацию в диапазоне частот.

Анализ изменения ДН удобно проводить по θ_{0n} , соответствующей заданному значению θ_h . Выражение для θ_{0n} определим из (3), полагая $h=0$ и $f=f_n$

$$\sin\left(\frac{n l_0}{2v} f_n \sin(\theta_{0n})\right) = 0. \quad (9)$$

Откуда

$$\theta_{0n} = \arcsin \frac{2v\pi}{n l_0 f_n}. \quad (10)$$

При отклонении частоты f от частоты f_n , изменяется θ_h . Одновременно в каждом блоке с n излучателями, происходит нелинейное отклонение θ_0 от значения $\theta_{0n}(f_n)$

$$\theta_{0n}(f) = \arcsin \frac{2v\pi}{n l_0 f}.$$

Графики зависимостей $\theta_{0n}(f)$, будут представлены ниже. С учетом (2), для $\theta = \theta_{0n} = \theta_{0(n+2)} = \theta_0$, выражения частотных характеристик ДН для интервала $f_n \dots f_{n+2}$ принимают вид

$$F_n(f) = \frac{\sin\left(\frac{n l_0 f}{2v} \sin(\theta_0)\right)}{\frac{n l_0 f}{2v} \sin(\theta_0)} \quad \text{и} \quad F_{n+2}(f) = \frac{\sin\left(\frac{(n+2) l_0 f}{2v} \sin(\theta_0)\right)}{\frac{(n+2) l_0 f}{2v} \sin(\theta_0)} \quad (11)$$

Оптимизация характеристик блоковых фильтров системы частотной коррекции

Рассмотрим влияние характеристик блоковых фильтров на стабильность параметров ДН в диапазоне частот. Исследование проведем для трех вариантов фильтров.

Пусть фильтры построены по принципу компенсаторного дополнения сигналов, Выражения АЧХ таких фильтров на границах поддиапазонов удобно аппроксимировать функциями

$$W_n(f) = 1 - \exp[-\varepsilon_n(f - f_{гр})] \left[1 + \exp[-\varepsilon_n(f - f_{гр})] \right]^{-1}, \quad (12)$$

$$W_{n+2}(f) = \exp[-\varepsilon_{n+2}(f - f_{гр})] \left[1 + \exp[-\varepsilon_{n+2}(f - f_{гр})] \right]^{-1}, \quad (13)$$

где $\varepsilon_n = \varepsilon_{n+2} = 0,005$ - коэффициенты характеристик фильтров, $f_{гр} = (f_n - f_{n+2})/2 + f_{n+2}$ - средняя частота поддиапазона $f_{n+2} \dots f_n$.

Графики характеристик $W_n(f)$ и $W_{n+2}(f)$ для блоков АИ с $n=5$ и с $n=7$, представлены на рис. 9. Значение частоты $f_{гр}=4367$ Гц. Пунктирная красная кривая - $W_n(f)$, пунктирная синяя - $W_{n+2}(f)$.

На рис. 9, для $\theta_{0n}(f)$ для $\theta_h=0,44$ рад и $\theta_0 = 0,785$, рад, также показаны и зависимости отклонений ДН при отсутствии СЧК: $n=7$ - синий график, непрерывная линия и $n=5$ - красный график, непрерывная линия

При введении СЧК выражение результирующей характеристики ДН на участке $n \dots n+2$

$$F_{n,n+2}(f) = W_n(f)F_n(f) + W_{(n+2)}(f)F_{(n+2)}(f). \quad (14)$$

При этом, для фильтров СЧК (12) и (13), характеристика результирующей ДН принимает вид: рис. 9 - сиреневый пунктир. Максимальное отклонение ДН в диапазоне $f_7 \dots f_5$, составляет $9,5 \cdot 10^{-2}$ рад.

При треугольных частотных характеристиках фильтров СЧК, для участка $n \dots n+2$, их выражение удобно записать при помощи НКЛФ

$$W_n(f) = \frac{f-f_{n+2}}{f_n-f_{n+2}} Q_{n,n+2}(f), \quad (15)$$

$$W_{n+2}(f) = -\frac{f-f_n}{f_n-f_{n+2}} Q_{n,n+2}(f), \quad (16)$$

где $Q_{n,n+2}(f)$ – НКЛФ, равная единице на участке $n \dots n+2$ и равная нулю при всех остальных значениях частот.

А результирующая характеристика ДН

$$F_{n,n+2}(f) = [(f-f_{n+2})F_n(f) - (f-f_n)F_{n+2}(f)] \frac{Q_{n,n+2}(f)}{f_n-f_{n+2}}, \quad (17)$$

На рис 9, характеристики фильтров (15) и (16) изображены непрерывными красными и синими линиями, соответственно. При этом, характеристика результирующей ДН (17), принимает вид: рис. 10 - желтая непрерывная линия. В данном масштабе она близка к оси частот. Максимальное отклонение ДН в диапазоне уменьшилось и составляет $7,4 \cdot 10^{-4}$ рад.

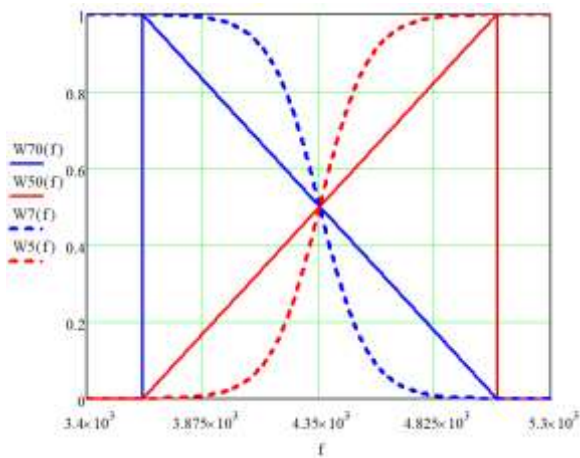


Рис.9

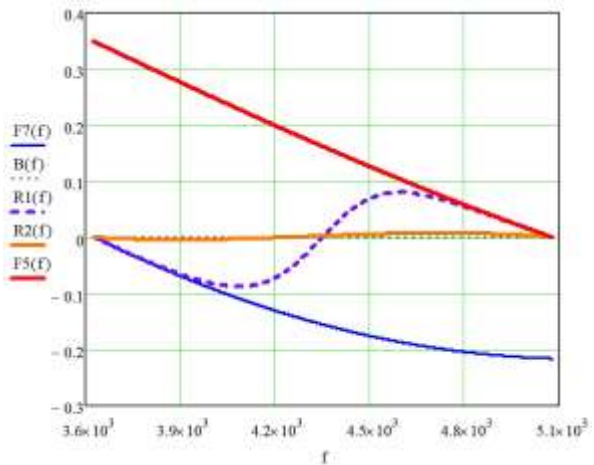


Рис.10

Проведем оптимизацию характеристик фильтров. В качестве критерия оптимизации примем нулевое отклонение результирующей ДН.

Характеристику фильтра $W_n(f)$ оставим непрерывной, кусочно-линейной (15). В соответствии с критерием оптимизации $F_{n,n+2}(f)=0$. Тогда из (14), с учетом (15) Выражение для оптимальной характеристики фильтра $W_{n+2}(f)$ принимает вид

$$W_{n+2}(f) = -\frac{(f-f_{n+2})F_n(f)}{(f_n-f_{n+2})F_{n+2}(f)} Q_{n,n+2}(f), \quad (18)$$

Графики оптимальных характеристик фильтров $W_n(f)$ (красный цвет) и $W_{n+2}(f)$ (синий цвет) представлены на рис. 11. Результирующая характеристика отклонений ДН для трех видов фильтров изображена на рис. 12. Здесь приняты те же цветовые и

трассологические обозначения, что и на рис. 10. Черным пунктиром обозначена характеристика отклонений ДН при оптимальных фильтрах. Характеристика совпадает с осью частот на уровне нуля, т.е. отклонения ДН в полосе частот полностью отсутствуют, что подтверждает эффективность предложенного метода коррекции.

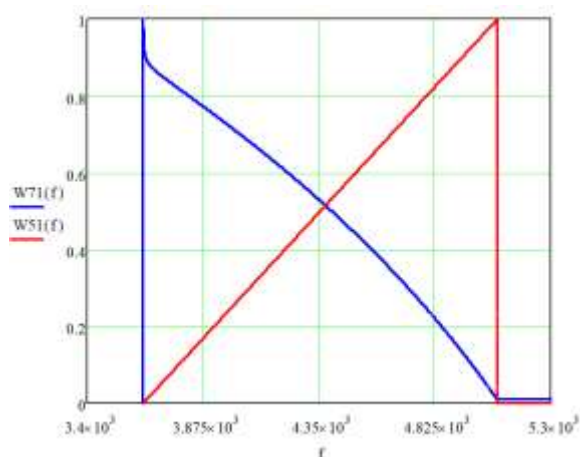


Рис. 11

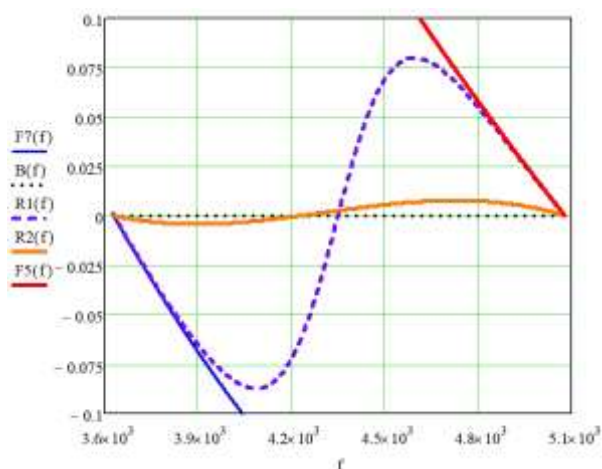


Рис. 12

Аналогично, по выражениям (15) и (18), находятся параметры фильтров для всех поддиапазонов рабочих частот станции. После расчета коэффициентов фильтров СЧК, они заносятся в ПЗУ передающего тракта.

Заключение

Предложена система частотной коррекции характеристик диаграммы направленности акустической антенной решетки. Система позволяет улучшать пространственные параметры антенны, путем применения частотного разделения спектра рабочих частот излучаемого сигнала с последующим пространственным разделением сигналов по элементам решетки.

Определены критерии формирования поддиапазонов сигналов. На основании НКЛФ получены решения уравнений и аналитические выражения, позволяющие проводить разработку и анализ параметров конкретных систем. Проводится анализ характеристик отдельных составляющих блоков системы и представлены результаты её численного моделирования.

Проведенные исследования и полученные характеристики подтверждают эффективность применения СЧК ДН.

Литература

1. Kallistratova, M.A., Kouznetsov, R.D. Low-level jets in the Moscow region in summer and winter observed with a sodar network // Boundary-layer Meteorology. – 2012. – Vol. 143. – P. 159-175.
2. Красненко, Н.П. Содары для зондирования атмосферного пограничного слоя. Научное приборостроение, 2018, том 28, № 4, с 82-89.
3. Acoustic remote sensing applications / Ed. S.P.Signal. New Delhi, Narosa Publishing House, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1997, 585 p.
4. Звуковещательная станция ЗС-BC / АО «Муромский радиозавод». –Режим доступа: http://site.muromrz.com/?page_id=156.

5. Красненко, Н.П., Раков, А.С., Сандуков, Ц.Д. Излучающие акустические антенные решетки для атмосферных приложений. //Методы и устройства передачи и обработки информации, 2009 г. № 11.- С. 164-172.

6. Bulkin V.V., Kurilova-Kharchuk S.M., Kurilov I.A. Modeling of acousto-electric devices and systems based on a generalized signal converter connection // Proceedings on Engineering Sciences. - 2024. - Vol. 6. - № 4. - P. 1413-1424.

7. Булкин В.В., Кузичкин О.Р., Васильев Г.С., Суржик Д.И., Курилова-Харчук С.М., Курилов И.А. Обобщенная схема преобразователя сигналов в акустолокационных системах на основе аппарата непрерывных кусочно-линейных функций // Всероссийские открытые Армандовские чтения [Электронный ресурс]: Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн / Материалы Всероссийской открытой научной конференции. – Муром: МИ ВлГУ, 2023. С.405-411.