

АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ДВУМЕРНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ОГРАНИЧЕНИЕМ ПРОТЯЖЁННОСТИ СПЕКТРА ВЫХОДНОГО СИГНАЛА

Безруков А. В., к.т.н., ООО «СЦС Совинтел», e-mail: alexander_b75@mail.ru

Введение

Проектирование двумерных цифровых фильтров для аппаратуры связи различного назначения и, особенно, для систем передачи и обработки двумерных и многомерных массивов данных (ТВ сигналы, видеоинформационные сигналы, пространственно распределённые структуры информационных отсчётов уровня радиосигналов, характеристик, преобразованных в двумерный вид одномерных сигналов и т. д.) реализуют в настоящее время без необходимого теоретического обоснования требований к выбору характеристик и параметров. Это приводит к уменьшению эффективности работы соответствующего оборудования и программного обеспечения, используемого при регистрации и передачи двумерной и многомерной информации.

Результаты, полученные при анализе одномерных цифровых фильтров [1-9], чаще всего не могут быть однозначно трансформированы в двумерный и тем более в многомерный случаи. При этом следует учитывать также общую специфику построения и качественных отличий характеристик и параметров двумерных цифровых фильтров по отношению к одномерному случаю. С другой стороны, двумерная цифровая фильтрация является необходимым первичным этапом в разработке теории и практики многомерной цифровой параллельно-последовательной обработки (преобразований) информационных сигналов, которая по существу и является ближайшей перспективой эффективного совершенствования телекоммуникационного оборудования.

В данной работе дан анализ специфики характеристик двумерных цифровых фильтров с осевой симметрией и ортогональным ограничением протяжённости спектра выходного сигнала в реальном и в частотном пространствах, которые (из-за простоты реализации) находят все более широкое применение.

Анализ характеристик двумерных цифровых фильтров низких частот

В качестве одного из базовых вариантов определим вариант характеристики коэффициента передачи цифрового фильтра низких частот, который реализует в двумерном частотном пространстве идеализированные ограничение и дискретизацию двумерного спектра сигнала с ортогональным распределением и заданным периодом следования отсчётов, следующим образом:

$$K_H(\omega_x, \omega_y) = \sum_{\alpha=-m}^m \delta(\omega_x - \beta\omega_{x1}) \sum_{\beta=-n}^n \delta(\omega_y - \beta\omega_{y1}), \quad (1)$$

Проведён анализ симметричного вида характеристик двумерных цифровых фильтров, обеспечивающих ортогональное ограничение протяжённости дискретного спектра выходного сигнала в реальном и частотном пространствах. Получены расчётные соотношения для вариантов с относительным изменением ориентации структуры дискретизации по отношению к положению функции ограничения.

Показана целесообразность согласования (в областях пропускания и затухания) общих особенностей спектров исходных информационных сигналов с параметрами колебательных изменений уровня в сечениях двумерной характеристики коэффициента передачи цифровых фильтров, которые осуществлены в частотном пространстве по заданным направлениям.

В реальном пространстве соотношению (1) соответствует импульсная характеристика в виде результата двумерного преобразования Фурье:

$$G(x, y, \omega_{x1}, \omega_{y1}) = \frac{1}{4\pi^2} \sum_{\alpha=-m}^m \sum_{\beta=-n}^n \exp(jx\alpha\omega_{x1} + jy\beta\omega_{y1}) \quad (2)$$

Специфика функции, представленной соотношением (2), позволяет осуществить следующее преобразование:

$$G(x, y, \omega_{x1}, \omega_{y1}) = \frac{1}{4\pi^2} \left(1 + \sum_{\alpha=1}^m 2 \cos x\alpha\omega_{x1}\right) \cdot \left(1 + \sum_{\beta=1}^n 2 \cos y\beta\omega_{y1}\right) \quad (3)$$

Учитывая известное равенство

$$\sum_{\xi=0}^p \cos \xi \cdot z - 1 = 1 + 2 \cos z + 2 \cos 2z + 2 \cos 3z + \dots + 2 \cos (p-1)z + 2 \cos pz = \frac{\sin \frac{2p+1}{2}z}{\sin \frac{z}{2}}$$

приведём соотношение (3) к следующему виду:

$$G(x, y, \omega_{x1}, \omega_{y1}) = D_m(x) \cdot D_n(y) = \frac{1}{4\pi^2} \frac{\sin \frac{2m+1}{2} \cdot \omega_{x1} \cdot x}{\sin \frac{\omega_{x1} \cdot x}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{2n+1}{2} \cdot \omega_{y1} \cdot y}{\sin \frac{\omega_{y1} \cdot y}{2}} \quad (4)$$

Выражение (4) фактически соответствует произведению функций ядер Дирихле –

$$D_p(z) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\sin \frac{2p+1}{2} \cdot z}{\sin \frac{z}{2}}$$

Максимальная амплитуда данной функции периодически определяется величиной

$$D_p(0) = \frac{2p+1}{2\pi}.$$

С увеличением значения p возрастает число осцилляций уровня функции $D_p(z)$, укладываемых в интервале между её смежными максимумами амплитуды, возникающими по оси z при значениях $z/2$, кратных величине π . При относительно больших значениях p функции ядер Дирихле для суммируемых (интегрируемых) функций $f(z)$ обладают свойствами δ -функции. Вместе с тем нормы функции ядра Дирихле не ограничены и, следовательно, имеются отдельные функции, для которых фильтрующее свойство δ -функции нарушается, и интеграл

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \int_{-\pi}^{\pi} f(z) D_n(z) dz \text{ не существует, т.е. не выполняется}$$

$$\text{свойство } \lim_{n \rightarrow \infty} \int_{-\pi}^{\pi} f(z) D_n(z) dz = f(0).$$

Согласно выражению (4),

$$G(0,0, \omega_{x1}, \omega_{y1}) = D_m(0) \cdot D_n(0) = \frac{1}{4\pi^2} (2m+1) \cdot (2n+1)$$

и, следовательно, нормированная импульсная характеристика, соответствующая в реальном пространстве идеализированной периодической дискретизации и ограничению протяжённости спектра входного сигнала, имеет следующий вид:

$$G_0(x, y, \omega_{x1}, \omega_{y1}) = D_{0m}(x) \cdot D_{0n}(y) = \frac{1}{(2m+1) \cdot (2n+1)} \frac{\sin \frac{2m+1}{2} \cdot \omega_{x1} \cdot x}{\sin \frac{\omega_{x1} \cdot x}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{2n+1}{2} \cdot \omega_{y1} \cdot y}{\sin \frac{\omega_{y1} \cdot y}{2}}, \quad (5)$$

$$= \frac{1}{(2m+1) \cdot (2n+1)} \frac{\sin \frac{\omega_{mx1} \cdot x}{2}}{\sin \frac{\omega_{x1} \cdot x}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{\omega_{ny1} \cdot y}{2}}{\sin \frac{\omega_{y1} \cdot y}{2}}$$

где $\omega_{mx1} = (2m+1) \cdot \omega_{x1}, \omega_{ny1} = (2n+1) \cdot \omega_{y1}$.

Осуществим симметричное ограничение пространства локализации функции полученной идеализированной импульсной характеристики $G_0(x, y, \omega_{x1}, \omega_{y1})$:

$$G_{01}(x, y, \omega_{x1}, \omega_{y1}) = G_0(x, y, \omega_{x1}, \omega_{y1}) \cdot \text{rect}\left(\frac{x}{x_{11}}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{y}{y_{11}}\right). \quad (6)$$

Второй сомножитель здесь - прямоугольная функция

$$R(x, y) = \text{rect}\left(\frac{x, y}{x_{11}, y_{11}}\right) = \text{rect}\left(\frac{x}{x_{11}}\right) \cdot \text{rect}\left(\frac{y}{y_{11}}\right) = \begin{cases} 1 \text{ npu } |x| \leq x_{11}, |y| \leq y_{11} \\ 0 \text{ npu } |x| > x_{11}, |y| > y_{11} \end{cases}$$

спектр которой определяется известным выражением

$$S_r(\omega_x, \omega_y) = 4x_{11} \cdot y_{11} \frac{\sin \omega_x \cdot x_{11}}{\omega_x \cdot x_{11}} \cdot \frac{\sin \omega_y \cdot y_{11}}{\omega_y \cdot y_{11}}. \quad (7)$$

Произведение реальных функций, представленное в соотношении (6), отражается в частотном пространстве свёрткой соответствующих спектров. С учётом этого получим выражение для характеристики коэффициента передачи цифрового фильтра с ограничением идеализированной импульсной характеристики по площади в пространстве её локализации функцией "окна" в виде прямоугольного параллелепипеда:

$$K_0(\omega_x, \omega_y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{\alpha=-m}^m \delta(\omega_x - \alpha \cdot \omega_{x1} - \xi_x) \sum_{\beta=-n}^n \delta(\omega_y - \beta \cdot \omega_{y1} - \xi_y) 4x_{11} y_{11} \frac{\sin x_{11} \cdot \xi_x}{x_{11} \cdot \xi_x} \cdot \frac{\sin y_{11} \cdot \xi_y}{y_{11} \cdot \xi_y} d\xi_x d\xi_y = \frac{x_{11} \cdot y_{11}}{\pi^2} \sum_{\alpha=-m}^m \frac{\sin(x_{11} \cdot (\omega_x - \alpha \cdot \omega_{x1}))}{x_{11} \cdot (\omega_x - \alpha \cdot \omega_{x1})} \sum_{\beta=-n}^n \frac{\sin(y_{11} \cdot (\omega_y - \beta \cdot \omega_{y1}))}{y_{11} \cdot (\omega_y - \beta \cdot \omega_{y1})} \quad (8)$$

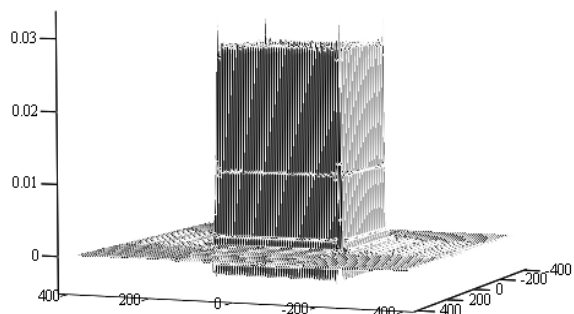
Полученное выражение (8) позволяет осуществлять анализ и выявить специфику зависимости двумерной функции характеристики коэффициента передачи от величин параметров $m, n, a_{x1}, a_{y1}, x_{11}, y_{11}$. На рис. 1а,б,в показана двумерная характеристика передачи и её сечения, которая соответствует импульсной характеристике, представленной произведением (6), и была вычислена с использованием соотношения (8) при $m = 24, n = 24$,

$$\omega_{x1} = \frac{2\pi}{1,0}, \omega_{y1} = \frac{2\pi}{1,0}, x_{11} = 0,5, y_{11} = 0,5.$$

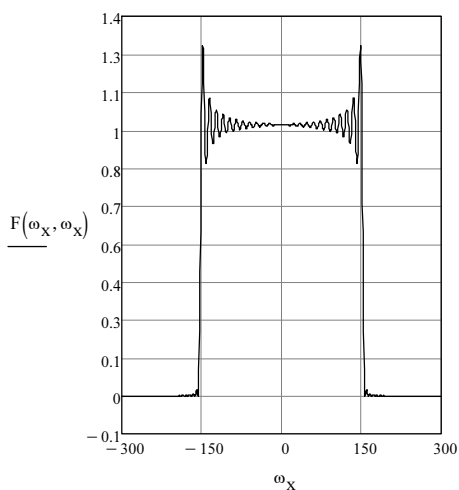
Следовательно, общее число отсчётов спектра составляет в данном случае величину $N_0 = 49 \cdot 49 = 2401$.

Как показали проведённые вычисления, увеличение протяжённости (площади области пропускания) исходного коэффициента передачи (идеализированного типа), которое имеет место при возрастании значений параметров m и n , сопровождается сопутствующим изменением масштаба двумерной функции коэффициента передачи цифрового фильтра, увеличением частоты (числа) колебательных изменений его уровня в пределах области пропускания и возрастанием крутизны падения уровня данной функции в участках переходов от двумерной области пропускания к полосе подавления.

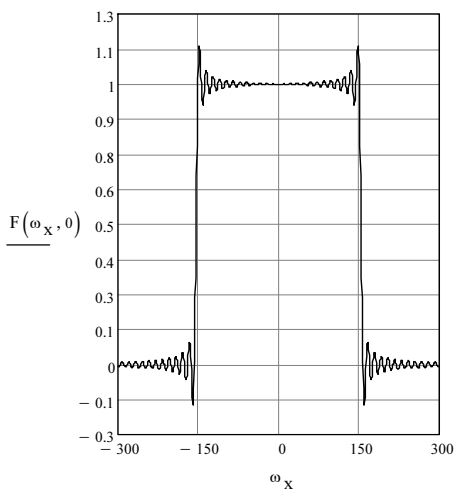
Существенное влияние на трансформацию формы функции коэффициента передачи двумерного фильтра оказывает протяжённость "окна", которая определяется величинами параметров x_{11}, y_{11} . С уменьшением протяжённости "окна" (значений параметров x_{11}, y_{11}) связано снижение частоты колебательных изменений уровня в пределах двумерной области пропускания и падение крутизны спада в участках переходов двумерной функции характеристики коэффициента передачи от области пропускания к области подавления. Последнее обусловлено увеличением протяжённости (площади) двумерной функции спектра "окна" и соответственно увеличением его относительного интегрирующего действия в соотношении (8). Форма сечений плоскостями в пространстве $\omega_x K_0 \omega_y$ локализации двумерной функции коэффициента передачи зависит от заданной ориентации такой плоскости.



а)



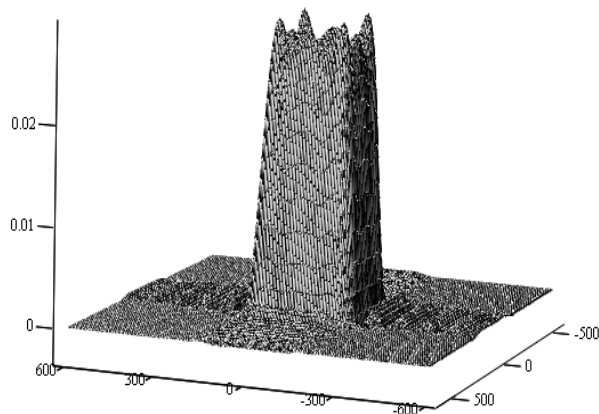
б)



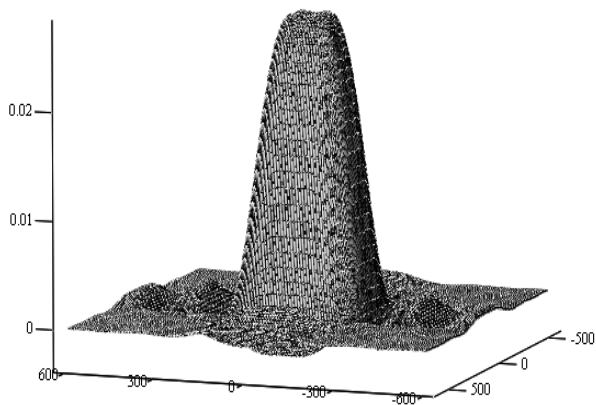
в)

Рис.1а,б,в. Двумерная характеристика передачи (а) и её сечения: б- в горизонтальном направлении, в - под углом в сорок пять градусов.

Полученные сечения свидетельствуют о существенной анизотропии колебательных изменений уровня в зависимости от положения плоскости сечения двумерной характеристики коэффициента передачи. В диагональных направлениях в рассмотренном случае сочетается возрастание уровня колебательных изменений в области пропускания с резким снижением уровня и протяжённости их локализации в полосе подавления характеристики коэффициента передачи цифрового фильтра.



а)



б)

Рис.2. Двумерные характеристики коэффициента передачи при $m = 24$, $n = 24$, $\omega_{x1} = \frac{2\pi}{1,0}$, $\omega_{y1} = \frac{2\pi}{1,0}$ и изменении протяжённости функции "окна" - $x_{11} = 0,07$, $y_{11} = 0,07$ (а) и $x_{11} = 0,03$, $y_{11} = 0,03$ (б).

На рис.2а показана специфика изменений характеристики двумерной функции коэффициента передачи, полученная с использованием выражения (8) при $m = 24$, $n = 24$,

$$\omega_{x1} = \frac{2\pi}{1,0}, \quad \omega_{y1} = \frac{2\pi}{1,0}, \quad x_{11} = 0,07, \quad y_{11} = 0,07, \quad \text{а на рис. 2б -}$$

$$m = 24, \quad n = 24, \quad \omega_{x1} = \frac{2\pi}{1,0}, \quad \omega_{y1} = \frac{2\pi}{1,0}, \quad x_{11} = 0,03, \quad y_{11} = 0,03$$

Специфика двумерных функций, представленных на рис.2, показывает, что, за счёт снижения значений параметров x_{11} и y_{11} можно добиться практического устранения колебательного процесса двумерной характеристики передачи в полосе пропускания. Однако в этом случае имеет место существенное падение крутизны спада характеристики в участках перехода двумерной функции характеристики коэффициента передачи от области пропускания к области подавления. Существенно снижается в данном случае частота колебательных изменений и возрастает в частотном пространстве протяжённость (площадь) их локализации, что определяет в конечном итоге вероятность увеличения в реальном пространстве интенсивности составляющих, проникающих в двумерный выходной сигнал из области подавления.

Другим вариантом ортогонального ограничения протяжённости спектра двумерной совокупности отсчётов спектра является вариант, отличающийся поворотом (например, на 45 градусов) структуры отсчётов исходного спектра и ориентации минимального периода их следования в диагональном направлении. Определим для такого случая идеализированный коэффициент передачи:

$$K_{ид}(\omega_x, \omega_y) = \sum_{\alpha=-2m}^{2m} \delta(\omega_x - \alpha \cdot \omega_{x1}) \sum_{\beta=-2n}^{2n} \delta(\omega_y - \beta \omega_{y1}) - \sum_{\alpha_1=-m}^m \delta(\omega_x - \alpha_1 \cdot 2\omega_{x1}) \cdot \sum_{\beta=-2n}^{2n} \delta(\omega_y - \beta \omega_{y1}) - \sum_{\alpha=-2m}^{2m} \delta(\omega_x - \alpha \cdot \omega_{x1}) \sum_{\beta_1=-n}^n \delta(\omega_y - \beta_1 \cdot 2\omega_{y1}) + 2 \cdot \sum_{\alpha_1=-m}^m \delta(\omega_x - \alpha_1 \cdot 2 \cdot \omega_{x1}) \sum_{\beta_1=-n}^n \delta(\omega_y - \beta_1 \cdot 2 \cdot \omega_{y1}) \quad (9)$$

Согласно соотношениям (1-6), двумерная импульсная характеристика в данном случае может быть выражена через вычитание и суммирование соответствующих произведений функций Дирихле:

$$G(x, y, \omega_{x1}, \omega_{y1}) = \left(\frac{\sin \frac{4m+1}{2} \cdot \omega_{x1} \cdot x}{\sin \frac{\omega_{x1} \cdot x}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{4n+1}{2} \cdot \omega_{y1} \cdot y}{\sin \frac{\omega_{y1} \cdot y}{2}} - \frac{\sin \frac{2m+1}{2} \cdot 2\omega_{x1} \cdot x}{\sin \frac{2 \cdot \omega_{x1} \cdot x}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{4n+1}{2} \cdot \omega_{y1} \cdot y}{\sin \frac{\omega_{y1} \cdot y}{2}} - \frac{\sin \frac{4m+1}{2} \cdot \omega_{x1} \cdot x}{\sin \frac{\omega_{x1} \cdot x}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{2n+1}{2} \cdot 2 \cdot \omega_{y1} \cdot y}{\sin \frac{2 \cdot \omega_{y1} \cdot y}{2}} + 2 \cdot \frac{\sin \frac{2m+1}{2} \cdot 2 \cdot \omega_{x1} \cdot x}{\sin \frac{2 \cdot \omega_{x1} \cdot x}{2}} \cdot \frac{\sin \frac{2n+1}{2} \cdot 2 \cdot \omega_{y1} \cdot y}{\sin \frac{2 \cdot \omega_{y1} \cdot y}{2}} \right) \quad (10)$$

С учётом соотношения (9), аналогичным образом, получим выражение для характеристики коэффициента передачи двумерного цифрового фильтра с ограничением идеализированной импульсной характеристики (соответствующей выражению (10)), по площади в пространстве её локализации, функцией "окна" в виде прямоугольного параллелепипеда:

$$K_{0Д}(\omega_x, \omega_y) = \frac{x_{11} \cdot y_{11}}{\pi^2} \cdot \left(\sum_{\alpha=-2m}^{2m} \frac{\sin(x_{11}(\omega_x - \alpha \cdot \omega_{x1}))}{x_{11}(\omega_x - \alpha \cdot \omega_{x1})} \cdot \sum_{\beta=-2n}^{2n} \frac{\sin(y_{11}(\omega_y - \beta \cdot \omega_{y1}))}{y_{11}(\omega_y - \beta \cdot \omega_{y1})} - \sum_{\alpha_1=-m}^m \frac{\sin(x_{11}(\omega_x - \alpha_1 \cdot \omega_{x1}))}{x_{11}(\omega_x - \alpha_1 \cdot \omega_{x1})} \cdot \sum_{\beta=-2n}^{2n} \frac{\sin(y_{11}(\omega_y - \beta \cdot \omega_{y1}))}{y_{11}(\omega_y - \beta \cdot \omega_{y1})} - \sum_{\alpha=-2m}^{2m} \frac{\sin(x_{11}(\omega_x - \alpha \cdot \omega_{x1}))}{x_{11}(\omega_x - \alpha \cdot \omega_{x1})} \cdot \sum_{\beta_1=-n}^n \frac{\sin(y_{11}(\omega_y - \beta_1 \cdot \omega_{y1}))}{y_{11}(\omega_y - \beta_1 \cdot \omega_{y1})} + 2 \cdot \sum_{\alpha_1=-m}^m \frac{\sin(x_{11}(\omega_x - \alpha_1 \cdot \omega_{x1}))}{x_{11}(\omega_x - \alpha_1 \cdot \omega_{x1})} \cdot \sum_{\beta_1=-n}^n \frac{\sin(y_{11}(\omega_y - \beta_1 \cdot \omega_{y1}))}{y_{11}(\omega_y - \beta_1 \cdot \omega_{y1})} \right) \quad (11)$$

Проведённые вычисления свидетельствуют о зависимости параметров коэффициента передачи от поворота структуры отсчётов исходного спектра и ориентации минимального периода их следования. На рис.3 показаны сечения коэффициента передачи, соответствующие выражению (11), для горизонтального и диагонального направлений (для варианта с поворотом структуры дискретизации при неизменной ориентации двумерной "оконной" функции), вычисленные при

$$m=17, n=17, \omega_{x1} = \frac{2\pi}{1,414}, \omega_{y1} = \frac{2\pi}{1,414}, x_{11}=0,5, y_{11}=0,5.$$

Общее число отсчётов спектра составляет в данном случае, согласно (9), величину $N_{0Д} = 69 \cdot 69 + 2 \cdot 35 \cdot 35 - 2 \cdot 69 \cdot 35 = 2381$, т.е. относительно несущественно, по величине данного параметра, отличается от рассмотренного ранее варианта ($N_0 = 49 \cdot 49 = 2401$).

Сравнение расчётных графиков рис.1 и 3 показывает, что относительное фазовое изменение (поворот) ориентаций структуры отсчётов спектра и оконной функции не сопровождается общими изменениями формы сечений двумерной функции коэффициента передачи, которая определяется выбранной функцией "окна", но заметно отражается на отдельных её параметрах. Имеет место, в частности при реализации поворота, общее относительное падение максимальной амплитуды колебательных изменений в сечениях функции коэффициента передачи. При этом в горизонтальном направлении величина падения $\cong 17\%$, а в диагональном $\cong 40\%$. Уменьшается также величина перепада в амплитуде колебательных изменений в области высоких и низких частот. В связи с последним возрастает эффективность компенсационных преобразований (из-за колебательных изменений уровня характеристики передачи) спектра сигнала. Последнее позволяет более эффективно обрабатывать в двумерном цифровом фильтре сигналы с более гладкой (в среднем) структурой спектра исходного сигнала.

Следует отметить [2], что существенная минимизация уровня колебательного процесса в полосе пропускания и затухания одномерных цифровых фильтров достигается при использовании варианта функции "окна" гауссовского типа с полной компенсацией ступени, появление которой обусловлено усечением протяжённости указанной функции. Этот вариант, безусловно, как отмечено в [2], целесообразно использовать и при реализации двумерных цифровых фильтров. Однако следует учитывать, что параметры функции ограничения протяжённости "окна" гауссовского типа в двумерном пространстве должны быть оптимизированы в каждом конкретном случае (по отношению к характеристикам выбранной структуры дискретизации спектра информационного сигнала) и по форме, и по ориентации. Последнее, естественно, справедливо при выборе анизотропного варианта "оконной" функции.

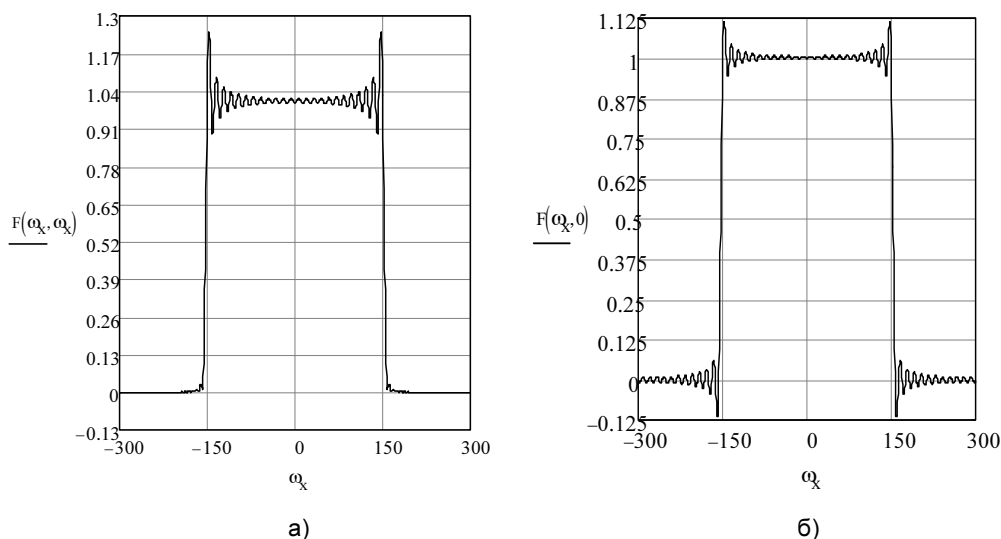


Рис.3а,б. Сечения двумерной характеристики передачи для варианта с фазовым изменением ориентации “окна”. а- сечение в горизонтальном направлении, б- сечение по диагонали.

Заключение

Таким образом, проведённый анализ специфики частных (с осевой симметрией) характеристик двумерных цифровых фильтров с ортогональным ограничением протяжённости спектра выходного сигнала в реальном и в частотном пространствах показал:

- увеличение протяжённости области пропускания двумерного цифрового фильтра подобного типа в частотном пространстве сопровождается увеличением частоты (числа) колебательных изменений его коэффициента передачи в пределах области пропускания и возрастанием крутизны падения уровня данной функции в участках переходов от двумерной области пропускания к полосе подавления;

- уменьшение протяжённости двумерного “окна” в реальном пространстве определяет снижение частоты колебательных изменений уровня в пределах двумерной области пропускания и падение крутизны спада в участках переходов двумерной функции характеристики коэффициента передачи от области пропускания к области подавления;

- разработанная методика анализа и полученные расчётные соотношения позволяют конкретизировать тонкую специфику зависимостей структуры характеристик двумерных цифровых фильтров от параметров структуры дискретизации информационного сигнала и параметров, определяющих функцию “окна”.

Литература

1. Безруков А.В. Анализ искажений амплитудно-частотной характеристики цифрового фильтра с симметричной импульсной характеристикой // Радиотехника.- 2005, №10, с.115-119.
2. Безруков А.В. Анализ и выбор параметров одномерных цифровых нерекурсивных фильтров с характеристиками ограниченной протяжённости // Радиотехника.- 2000, №10, с.35-41.
3. Хемминг Р.В. Цифровые фильтры.- М.: Сов.радио.-1980г.-224с.

4. Рабинер Л., Голд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов.-М:Мир.-1978.-848с.
5. Khalid Saeed. On the realization of digital filters // Proceedings of the 1st International Conference “DSP and its applications”.-М.:v.1-1998.-С.141-143.
6. Карташев В.Г. Основы теории дискретных сигналов и цифровых фильтров.-М.:В.Ш, 1982.-109с.
7. Smith S.W. The scientist and Engineer’s Guide to Digital Signal Processing.-: California Technical Publishing, ISBN: 0-9660176-3-3, 1997.
8. I.W.Selesnick, C.S.Burrus. Maximally flat low-pass FIR filters with reduced delay// IEEE Trans. Circuits Syst. II, vol.45, Jan.1998, pp.53-68
9. F.Candocia, J.C.Principe Comments on “Sync interpolation of discrete periodic signals”//IEEE Trans.Signal Processing.-v.46,Jul.1998, pp.2044-2047.

AN ANALYSIS OF PARTICULAR SYMMETRICAL FORM CHARACTERISTICS OF TWO-DIMENSIONAL DIGITAL FILTERS

A.V.Bezrukov

The research contains an analysis of particular symmetrical form characteristics of two-dimensional digital filters for an output discrete signal spectrum orthogonal limitation in both real and frequency domains. Reference ratios were calculated for the cases of discretization structure orientation relative change against the limitation function state.

By using developed analysis procedure and calculated reference ratios it’s possible to specify two-dimensional digital filters thin structure changes based on informational spectrum signal discretization parameters and “window” function basic parameters. The expediency of balancing of common properties of spectrums of initial informational signals with parameters of level oscillatory changes in cuts of two-dimensional characteristic of carryover factor of digital filters realized in frequency domain in given direction is shown in areas of passing and attenuation.