

5. Ложкин, Л.Д. Дифференциальная колориметрия. Самара: Изд-во ПГУТИ, 2010. – 320 с.
6. Шкловер Д.А., Иоффе Р.С. Универсальный фотоэлектрический колориметр // Известия АН СССР. №5, 1951. – С. 667-681.
7. ГОСТ 19432 – 76. Телевидение цветное. Основные параметры системы цветного телевидения. М., Госстандарт, 1976. – 3 с.
8. Ньюберг Н.Д. Теоретические основы цветовой репродукции. М.: Сов.наука, 1948. – 288 с.
9. Хант Р.И.Г. Цветовоспроизведение. Пер. с англ. Санкт-Петербург, 2009. – 888 с.
10. Измайлов Ч.А. Сферическая модель цветоразличения. М.: МГУ, 1980. – 171 с.

## COLORDISTORTION IN TELEVISION AND METHODS OF REDUCTION

Lozhkin L.D., Kononenko A.V., Voronov A.A.

**Shows the sources of color distortions in the body-color vision, and that the chromaticity coordinates, which are located inside the triangle color gamut screen television may play colorimetrically exactly, ie without color distortion. We propose a method for implementing a television system with a colorimetric ion accurately reproduced color images.**

*Keywords:* color locus, ICE, television camera, the chromaticity coordinates.

Ложкин Леонид Дидимович, д.т.н., доцент Кафедры основ конструирования и технологии радиотехнических систем (ОКиТ РТС) Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Тел. 8-937-984-77-12. E-mail: leon.lozhkin@yandex.ru

Кононенко Андрей Владимирович, зам. начальника отдела РКЦ «Прогресс» (г. Самара). Тел. 8-908-411-46-30. E-mail: o1309@yandex.ru

Вороной Андрей Андреевич, к.ф.м.н., доцент Кафедры ОКиТ РТС ПГУТИ. Тел. 8-903-303-85-69. E-mail: andrew555\_2000@front.ru

УДК 621.391.84

## ЦИФРОВЫЕ РЕЗОНАТОРЫ С КОМПЛЕКСНЫМИ МАСШТАБНЫМИ КОЭФФИЦИЕНТАМИ

Иванова В.Г.

Рассмотрены свойства и алгоритмы реализации расстроенной пары и одиночных цифровых резонаторов с комплексными масштабными коэффициентами. Разработана методика их синтеза исходя из требуемых значений резонансной частоты, полосы пропускания и резонансного коэффициента передачи.

**Ключевые слова:** цифровой резонатор, комплексный масштабный коэффициент, АЧХ, ФЧХ, синтез.

### Введение

Цифровые резонаторы применяются для выделения несущих и пилот-сигналов и как составная часть более сложных цифровых фильтров, например фильтров на основе частотной выборки [1].

Резонаторы с постоянным масштабным коэффициентом на входе рассмотрены в [1-4]. Их недостатком является изменение резонансного коэффициента передачи при перестройке по диапазону и ненулевой фазовый сдвиг на резонансных частотах, отличных от четверти частоты дискретизации, который изменяется при изменении резонансной частоты резонатора.

В [4] рассмотрена расстроенная пара цифровых резонаторов, которая обеспечивает более высокую селективность по сравнению с одиночным резонатором, но обладает теми же недостатками.

Поэтому возникли задачи:

- определение такого масштабного коэффициента на входе резонатора и расстроенной пары резонаторов, при котором резонансный коэффициент передачи остается постоянным при изменении резонансной частоты, а вносимый фазовый сдвиг равен нулю;

- синтез резонатора и расстроенной пары резонаторов исходя из требований к резонансной частоте, полосе пропускания, резонансному коэффициенту передачи и форме АЧХ.

### Цифровой резонатор

На рис. 1 приведена схема цифрового резонатора, комплексный коэффициент передачи которого равен

$$\dot{K}(f_N) = \frac{M}{1 + A_1 \cdot e^{-j2\pi f_N} + A_2 \cdot e^{-j4\pi f_N}}, \quad (1)$$

где  $A_1 = -2\sqrt{A_2} \cos(2\pi f_{N0})$ ,  $f_N$  – нормированная частота, равная отношению текущей частоты к частоте дискретизации,  $f_{N0}$  – нормированная резонансная частота.

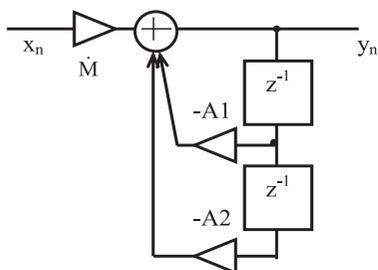


Рис. 1. Цифровой резонатор

Чтобы обеспечить постоянный резонансный коэффициент передачи при перестройке резонатора по диапазону, равный  $K_0$ , и нулевой фазовый сдвиг на резонансной частоте, масштабный коэффициент должен быть выбран из условия

$$\dot{M} = K_0 (1 + A_1 e^{-j2\pi f_{N0}} + A_2 e^{-j4\pi f_{N0}}). \quad (2)$$

При  $A_2 \geq 0,7$  и нормированной резонансной частоте  $0,1 \leq f_{N0} \leq 0,4$  модуль комплексного масштабного коэффициента определяется по приближенной формуле

$$M = |\dot{M}| \approx K_0 (1 - A_2) \sin(2\pi f_{N0}). \quad (3)$$

Погрешность расчета  $M$  по (3) увеличивается по мере удаления от частоты  $f_{N0} = 0,25$  и при уменьшении коэффициента  $A_2$ , но даже в самом худшем случае она не превышает 1%.

При выборе масштабного коэффициента согласно (2) АЧХ резонатора определяется следующим приближенным соотношением

$$K(f_N, f_{N0}) = \frac{K_0}{\xi(f_N, f_{N0}) \sqrt{1 + \left[ \frac{2(f_N - f_{N0})}{d} \right]^2}},$$

где  $\xi(f_N, f_{N0}) = \left| \frac{\sin(\pi(f_{N0} + f_N))}{\sin(2\pi f_{N0})} \right|;$  (4)

$$d = \frac{1 - \sqrt{A_2}}{\pi \sqrt[4]{A_2}}.$$

На рис. 2 сплошными линиями представлены три АЧХ  $K(f_N, f_{N0})$  при  $A_2 = 0,9$ ;  $K_0 = 1$ , рассчитанные по приближенной формуле (4), точками показаны АЧХ  $K_0(f_N, f_{N0}) = |\dot{K}(f_N, f_{N0})|$ , рассчитанные по точной формуле (1).

Из рис. 2 видно, что наименьшая погрешность расчета по приближенной формуле имеет место при  $f_{N0} = 0,25$ ; она увеличивается при уменьшении и увеличении резонансной частоты относительно середины рабочего интервала.

Входящая в (4) функция  $\xi(f_N, f_{N0})$  приводит к асимметрии АЧХ резонаторов, резонансная частота которых отлична от четверти частоты дискретизации.

Обозначим  $\Delta f_N = f_N - f_{N0}$  и рассмотрим функцию асимметрии АЧХ резонатора

$$\begin{aligned} \xi(\Delta f_N, f_{N0}) &= \left| \frac{\sin(2\pi f_{N0} + \pi \Delta f_N)}{\sin(2\pi f_{N0})} \right| = \\ &= |\cos(\pi \Delta f_N) + \operatorname{ctg}(2\pi f_{N0}) \cdot \sin(\pi \Delta f_N)|. \end{aligned}$$

Из последнего соотношения видно, что значение функции асимметрии тем больше отличается от единицы, чем больше отличается резонансная частота резонатора от четверти частоты дискретизации.

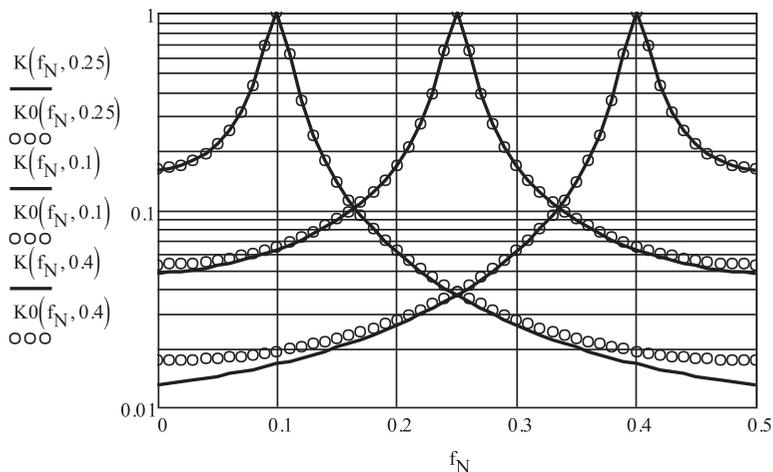


Рис. 2. АЧХ трех резонаторов, рассчитанные по приближенной (сплошные линии) и точной (точки) формулам

Расчеты по последней формуле показывают, что при  $-0,01 \leq \Delta f_N \leq 0,01$  в самых неблагоприятных случаях максимальное отклонение значения функции асимметрии от единицы не превышает 5%.

Приняв в (4)  $\xi(f_N, f_{N0}) = 1$ , определим неравномерность АЧХ в полосе пропускания как отношение резонансного коэффициента передачи к коэффициенту передачи на границе полосы пропускания и получим

$$\sigma = \sqrt{1 + \left(\frac{\Pi_{N\sigma}}{d}\right)^2},$$

где  $\Pi_{N\sigma}$  – нормированная полоса пропускания резонатора при неравномерности  $\sigma$ .

Из последнего соотношения найдем полосу пропускания

$$\Pi_{N\sigma} = d \sqrt{\sigma^2 - 1}. \quad (5)$$

В худших из рассматриваемых случаев при  $A_2 = 0,8$  и  $f_{N0} = 0,1$  и  $f_{N0} = 0,4$  относительная погрешность определения полосы пропускания по приближенной формуле (5) не превышает 3,5%.

Последнее соотношение является ключевым при синтезе резонатора. Оно позволяет при требуемых значениях полосы пропускания  $\Pi_{N\sigma}$  и неравномерности АЧХ определить параметр  $d$ , а затем из (4) найти коэффициент системной функции  $A_2$

$$A_2 = \left(1 - a \sqrt{1 + a^2/8} + a^2/2\right)^2, \quad (6)$$

где  $a = \pi d$ . При известном коэффициенте  $A_2$  по (1) находится коэффициент системной функции  $A_1$ , а по (2) масштабный коэффициент  $M$ .

Если не требуется нулевой фазовый сдвиг на резонансной частоте резонатора, то нужно использовать действительный масштабный коэффициент  $M$ , равный модулю комплексного масштабного коэффициента, определенному соотношением (3). В противном случае, например для выделения несущей при синхронном амплитудном детектировании, комплексный масштабный коэффициент реализуется с использованием 90-градусного фазорасщепителя.

При квадратурной обработке сигналов 90-градусный фазорасщепитель является неотъемлемым функциональным узлом устройства цифровой обработки сигналов, поэтому использование комплексного масштабного коэффициента увеличивает программные затраты лишь

на одну операцию умножения и одну операцию сложения.

На рис. 3 приведена структурная схема формирования комплексных масштабных коэффициентов для двух цифровых резонаторов ЦР1 и ЦР2, выделяющих две квадратурные составляющие сигнала.

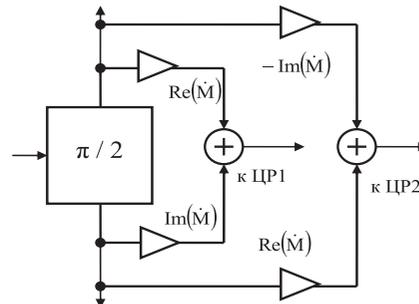


Рис. 3. Формирование комплексных масштабных коэффициентов

На рис. 4 и рис. 5 показаны огибающие отсчетов входного  $x_n$  и выходного  $y_n$  сигналов цифрового резонатора с нормированной резонансной частотой  $f_{N0} = 0,1$  и резонансным коэффициентом передачи  $0,5$  при амплитуде входного сигнала  $X = 1$ .

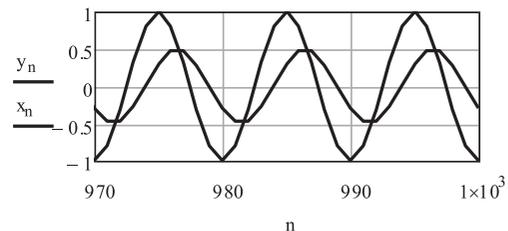


Рис. 4. Входной и выходной сигналы резонатора при действительном масштабном коэффициенте

Рис. 4 представляет результат машинного эксперимента при использовании действительного масштабного коэффициента, равного  $|M|$ , а рис. 5 соответствует случаю использования комплексного масштабного коэффициента  $M$ , реализованного по схеме рис. 3. Из данных рисунков видно, что применение комплексного масштабного коэффициента уменьшает фазовый сдвиг до нуля.

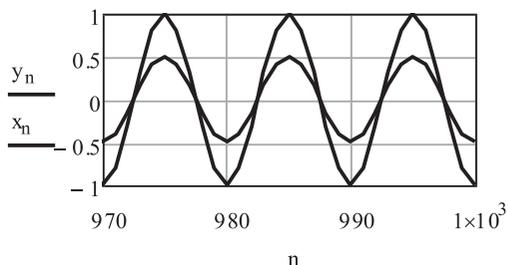


Рис. 5. Входной и выходной сигналы резонатора при комплексном масштабном коэффициенте

Недостатком цифрового резонатора является относительно низкая селективность. Для ее повышения можно использовать расстроенную пару цифровых резонаторов.

### Расстроенная пара цифровых резонаторов

Комплексный коэффициент передачи расстроенной пары определяется следующим соотношением

$$\dot{K}(f_N, f_{N0}) = \dot{K}_1(f_N, f_{N0}) \cdot \dot{K}_2(f_N, f_{N0}), \quad (7)$$

$$\text{где } \dot{K}_1(f_N, f_{N0}) = \frac{\dot{M}_1}{1 + A_{11} e^{-j2\pi f_N} + A_2 e^{-j4\pi f_N}};$$

$$\dot{K}_2(f_N, f_{N0}) = \frac{\dot{M}_2}{1 + A_{12} e^{-j2\pi f_N} + A_2 e^{-j4\pi f_N}},$$

$$\dot{M}_1 = (1 + A_{11} e^{-j2\pi f_{N0}} + A_2 e^{-j4\pi f_{N0}}) \cdot K_0,$$

$$\dot{M}_2 = 1 + A_{12} e^{-j2\pi f_{N0}} + A_2 e^{-j4\pi f_{N0}},$$

$$\dot{M} = \dot{M}_1 \dot{M}_2.$$

$$A_{11} = -2\sqrt{A_2} \cos(2\pi(f_{N0} - \Delta f_{N0})),$$

$$A_{12} = -2\sqrt{A_2} \cos(2\pi(f_{N0} + \Delta f_{N0})),$$

$f_{N0}$  – нормированная центральная частота полосы пропускания расстроенной пары;  $\Delta f_{N0}$  – нормированная расстройка резонансных частот резонаторов относительно центральной частоты полосы пропускания,  $K_0$  – коэффициент передачи на центральной частоте полосы пропускания.

При  $|f_N - f_{N0}| + \Delta f_{N0} \leq 0,05$  АЧХ расстроенной пары определяется следующим соотношением

$$K(f_N, f_{N0}) = \frac{\left[1 + \left(\frac{2 \Delta f_{N0}}{d}\right)^2\right] K_0}{\xi(f_N, f_{N0}) \sqrt{\left[1 + \left(\frac{2 \cdot (f_N - f_{N0} + \Delta f_{N0})}{d}\right)^2\right] \cdot \left[1 + \left(\frac{2 \cdot (f_N - f_{N0} - \Delta f_{N0})}{d}\right)^2\right]}}; \quad (8)$$

$$\text{где } \xi(f_N, f_{N0}) = \frac{\sin(\pi (f_N + f_{N0} - \Delta f_{N0})) \cdot \sin(\pi (f_N + f_{N0} + \Delta f_{N0}))}{\sin(\pi (2 f_{N0} - \Delta f_{N0})) \cdot \sin(\pi (2 \cdot f_{N0} + \Delta f_{N0}))}.$$

На рис. 6 приведены АЧХ расстроенных пар, рассчитанные по точной формуле (6)  $K(f_N, f_{N0}) = |\dot{K}(f_N, f_{N0})|$  и по приближенной формуле (8). Из данного рисунка видно, что погрешность увеличивается по мере увеличения расстройки относительно центральной частоты полосы пропускания. Характер зависимости функции асимметрии от отклонения частоты для

расстроенной пары такой же, как для одиночного резонатора, но диапазон ее изменения примерно в два раза больше, что влияет на форму АЧХ даже в пределах полосы пропускания.

Однако при  $f_{N0} = 0,25$  в диапазоне изменения  $\Delta f_N$  от  $-0,05$  до  $0,05$  функция асимметрии отличается от единицы не более чем на 2,5%. В этом случае соотношение (8) преобразуется к виду:

$$K(\Delta f_N, f_{N0}) = \frac{\left[1 + \left(\frac{2 \Delta f_{N0}}{d}\right)^2\right] K_0}{\sqrt{\left[1 + \left(\frac{2(\Delta f_N + \Delta f_{N0})}{d}\right)^2\right] \cdot \left[1 + \left(\frac{2(\Delta f_N - \Delta f_{N0})}{d}\right)^2\right]}}, \quad \text{где } \Delta f_N = f_N - f_{N0}. \quad (9)$$

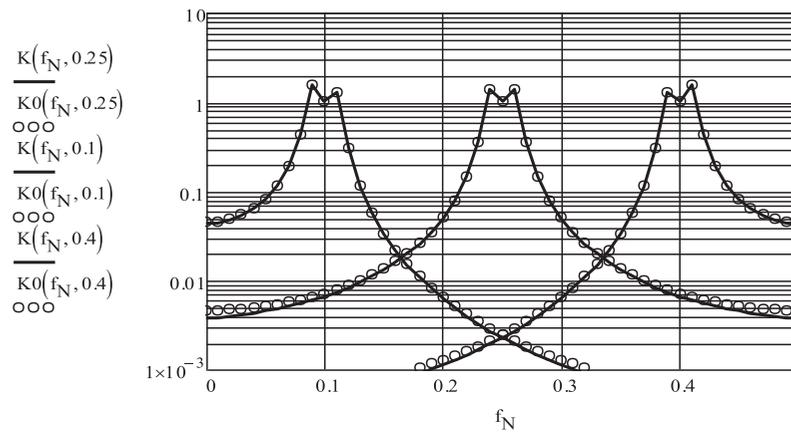


Рис. 6. АЧХ расстроенной пары, рассчитанные по точной (точки) и приближенной (сплошные линии) при  $A_2 = 0,95$  и  $\Delta f_{N0} = 0,01$

Исследуем функцию  $K(\Delta f_N; 0,25)$  на экстремум и получим три экстремальные точки при

$$\Delta f_N = 0 \text{ и } \Delta f_N = \pm \sqrt{\Delta f_{N0}^2 - \left(\frac{d}{2}\right)^2}.$$

Из последнего соотношения следует, что однокоробая АЧХ с максимально плоской вершиной получается при

$$\Delta f_{N0\text{кр}} = d/2. \quad (10)$$

На основании (9)-(10) определим неравномерность в полосе пропускания АЧХ с максимально плоской вершиной

$$\sigma = \sqrt{1 + \frac{1}{4} \left(\frac{\Pi_{N\sigma}}{d}\right)^4}.$$

Из последнего соотношения находим полосу пропускания расстроенной пары

$$\Pi_{N\sigma} = d \sqrt[4]{4(\sigma^2 - 1)}. \quad (11)$$

На рис. 7 показаны АЧХ расстроенной пары с максимально плоской АЧХ при трех значениях средней частоты полосы пропускания, рассчитанные по (8) при значении  $\Delta f_{N0}$ , определенном по (10), и  $A_2 = 0,9$ .

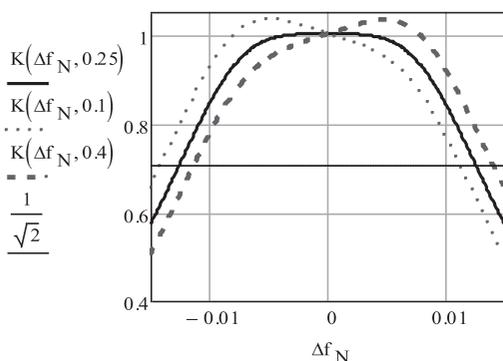


Рис. 7. АЧХ расстроенной пары с максимально плоской вершиной

Видно, что из-за функции асимметрии АЧХ при  $f_{N0} = 0,1$  и  $f_{N0} = 0,4$  отличаются от симметричной АЧХ при  $f_{N0} = 0,25$ , но полосы пропускания соответствуют (11). По мере приближения коэффициента  $A_2$  к единице различие между характеристиками уменьшается. Также видно, что при  $f_{N0} = 0,1$  и  $f_{N0} = 0,4$  несколько увеличивается неравномерность АЧХ в полосе пропускания по сравнению с АЧХ при  $f_{N0} = 0,25$ . Поэтому расчетное значение  $\sigma$  нужно уменьшить на 5...10% по сравнению с требуемым.

При  $\Delta f_{N0} > d/2$  АЧХ является двугорбой. В аналоговой технике при рассмотрении расстроенной пары колебательных контуров принято считать оптимальной двугорбую АЧХ, у которой коэффициент передачи на границе полосы пропускания равен коэффициенту передачи на центральной частоте.

Коэффициент передачи на границе полосы пропускания определяется из (9) при  $\Delta f_N = 0,5\Pi_{N\sigma}$  и  $f_{N0} = 0,25$ ; коэффициент передачи на центральной частоте полосы пропускания равен  $K_0$ . Из этого условия находится полоса пропускания

$$\Pi_{N\sigma} = d \sqrt{2 \left[ \left( \frac{2\Delta f_{N0\text{opt}}}{d} \right)^2 - 1 \right]}. \quad (12)$$

Максимальный коэффициент передачи расстроенной пары находится из (9) при  $f_{N0} = 0,25$  и нормированной расстройке

$$\Delta f_N = \pm \sqrt{\Delta f_{N0\text{opt}}^2 - (d/2)^2}.$$

Разделив максимальный коэффициент передачи в пределах полосы пропускания на минимальный, найдем неравномерность АЧХ

$$\sigma = \frac{1 + (2\Delta f_{N0\text{opt}}/d)^2}{4\Delta f_{N0\text{opt}}/d}. \quad (13)$$

Последнее соотношение позволяет определить оптимальную расстройку при заданной неравномерности АЧХ

$$\Delta f_{N0opt} = \frac{d}{2} (\sigma + \sqrt{\sigma^2 - 1}). \tag{14}$$

Подставляя последнее соотношение в (11), выразим полосу пропускания через заданную неравномерность  $\sigma$

$$\Pi_{N\sigma} = 2d \sqrt{\sigma^2 + \sigma \sqrt{\sigma^2 - 1} - 1}. \tag{15}$$

На рис. 8 приведены АЧХ расстроенной пары с оптимальной двугорбой АЧХ при такой же полосе пропускания, как на рис. 6.

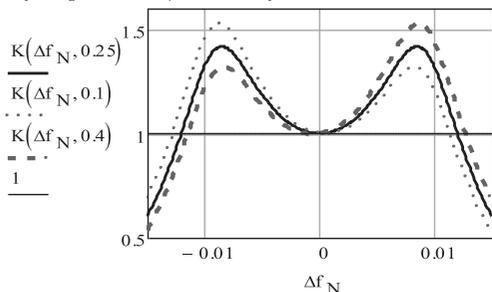


Рис. 8. Оптимальные двугорбые АЧХ расстроенной пары

Из рис. 8 видно, что как при критической расстройке при  $f_{N0} = 0,25$  АЧХ симметрична, а на частотах  $f_{N0} = 0,1$  и  $f_{N0} = 0,4$  возникает асимметрия АЧХ при практически той же полосе пропускания. Реализация расстроенных пар с нулевым фазовым сдвигом на резонансной частоте осуществляется по схеме рис. 9. В случае необходимости ввода масштабного коэффициента  $M_0$  на входе второго резонатора  $P_2$  расстроенной пары реальная и мнимая части комплексного масштабного коэффициента на входе первого резонатора  $P_1$  пропорционально изменяются в  $M_0$  раз.

Синтез расстроенной пары осуществляется в следующей последовательности.

1. При заданной полосе пропускания  $\Pi_{N\sigma}$  и неравномерности АЧХ по (11) или (15) определяется параметр  $d$ .
2. По (6) находится коэффициент системной функции  $A_2$ .

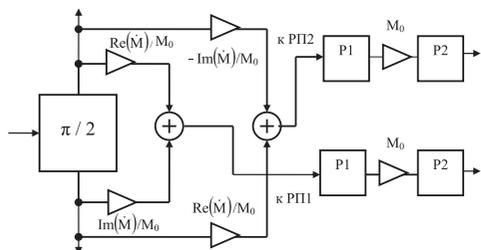


Рис. 9. Формирование комплексных масштабных коэффициентов для расстроенных пар резонаторов при квадратурной обработке сигналов

3. По (10) или (14) находится значение критической  $\Delta f_{N0кр}$  или оптимальной  $\Delta f_{N0opt}$  расстройки соответственно.

4. При известной центральной частоте полосы пропускания  $f_{N0}$  по (7) определяются коэффициенты системной функции  $A_{11}$  и  $A_{12}$  и масштабный коэффициент  $M$ .

Если отсутствует необходимость в нулевом фазовом сдвиге на центральной частоте полосы пропускания, то находится модуль комплексного масштабного коэффициента.

### Выводы

Для обеспечения постоянства резонансного коэффициента передачи цифрового резонатора и расстроенной пары резонаторов при перестройке по диапазону и нулевого фазового сдвига на центральной частоте полосы пропускания необходимо использовать комплексный масштабный коэффициент, зависящий от центральной частоты полосы пропускания. При отсутствии требования нулевого фазового сдвига, но необходимости обеспечения постоянства резонансного коэффициента передачи возможно использование действительного масштабного коэффициента, равного модулю комплексного масштабного коэффициента.

Реализация комплексного масштабного коэффициента основана на использовании 90-градусного фазорасщепителя, с выходов которого сигналы после масштабирования поступают на резонатор или расстроенную пару. Использование фазорасщепителя для обеспечения комплексного масштабного коэффициента целесообразно при квадратурной обработке сигнала, при которой фазорасщепитель является неотъемлемым функциональным узлом устройства обработки. В этом случае программные затраты на организацию комплексного масштабного коэффициента увеличиваются только на одну операцию умножения и одну операцию сложения по сравнению с использованием действительного масштабного коэффициента.

Полученные соотношения для полосы пропускания резонатора, полос пропускания и взаимных частотных расстроек расстроенной пары при критической и оптимальной двугорбой АЧХ позволяют выполнить синтез этих цифровых узлов при заданных требованиях к полосе пропускания, резонансной частоте и резонансному коэффициенту передачи.

### Литература

1. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: Пер. с англ. М.: Бинوم-Пресс, 2007. – 656 с.

2. Голд Б., Рэйдер Ч. Цифровая обработка сигналов. Пер. с англ. М.: Сов. Радио, 1973. – 368 с.
3. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. Пер. с англ. М: Мир, 1978, 848с.
4. Тяжев А.И. Выходные устройства приемников с цифровой обработкой сигналов. Самара: Изд-во СГУ, 1992. – 276 с.

## DIGITAL RESONATORS WITH COMPLEX SCALE COEFFICIENTS

Ivanova V.G.

**The properties and algorithms of realization of the detuned pairs and single digital resonator with complex scale coefficients. The method of synthesis based on the values of the resonance frequency, bandwidth and resonance gain.**

*Keywords:* digital resonator, complex scale coefficient, magnitude response, phase response, syntheses.

Иванова Вера Георгиевна к.т.н., доцент Кафедры радиосвязи, радиовещания и телевидения Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики. Тел. 8-902-295-56-58. E-mail: vivan38@yandex.ru

## ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ И БЕЗОПАСНОСТЬ ОБОРУДОВАНИЯ

УДК 001.891: 004.94

### ВЛИЯНИЕ ДЛИНЫ И ЧИСЛА ВИТКОВ НА ЗАДЕРЖКУ В МИКРОПОЛОСКОВОЙ МЕАНДРОВОЙ ЛИНИИ

Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Орлов П.Е.

Приведены результаты электродинамического моделирования микрополосковых меандровых линий задержки. Представлены искажения сигнала, обусловленные электромагнитными связями между полувитками. Показано, что увеличение длины и числа витков негативно влияет на целостность импульсного сигнала и линейно влияет на задержку в меандровой линии.

**Ключевые слова:** меандровая линия задержки, электродинамический анализ, перекрестные наводки, модальные явления

Тенденции развития современной радиоэлектронной аппаратуры (уменьшение габаритов, увеличение верхней частоты спектра сигналов и др.) приводят к увеличению плотности монтажа и необходимости минимизации асинхронности сигналов. В этой связи широкое распространение получили линии задержки. Распространено применение линии задержки в виде меандра как самой простой структуры. Однако возникающие в ней перекрестные наводки могут приводить к искажению формы сигнала и уменьшению времени задержки в линии [1]. Существуют различные подходы к уменьшению уровня перекрестных наводок, например использование защитных трасс [2],

однако это увеличивает площадь меандровых линий. Между тем часто требуется ее минимизировать. Результаты моделирования для симметричной полосковой линии рассмотрены в [3]. Однако неоднородное диэлектрическое заполнение поперечного сечения может иметь свою специфику, например из-за разности задержек мод поперечной волны.

Цель работы – оценить влияние длины и количества витков в микрополосковых меандровых линиях на искажения и задержку распространения сигнала.

Вышеперечисленные факторы приводят к необходимости численного анализа искажений сигналов в меандровых линиях. Для некоторых структур квазистатический анализ, основанный на телеграфных уравнениях, может давать корректные результаты [4]. Развитие вычислительной техники и численных методов обусловило широкое распространение электродинамического анализа, учитывающего все типы волн и неоднородности. Но он, как правило, требует более высоких вычислительных затрат и компетенций.

Моделирование меандровых линий (см. рис. 1) в системе CST MWS проводилось без