

4. Прокопенко Н.Н., Чернов Н.И., Югай В.Я. Базовая концепция линейного синтеза многозначных цифровых структур в линейных пространствах // Конгресс «IS&IT'13». «Интеллектуальные системы'13», «Интеллектуальные САПР-2013»: Труды конференций. – М.: Физматлит, 2013. – Т. 1. – С. 284-289.
5. Chernov N.I., Yugai V.Ya., Prokopenko N.N., Butyrlagin N.V. Basic Concept of Linear Synthesis of Multi-Valued Digital Structures in Linear Spaces // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS'2013), Rostov-on-Don, Russia, September 27–30, 2013. – Kharkov National University of Radioelectronics. – P. 146-149.
6. Гинзбург С.А. Логический метод синтеза функциональных преобразователей // Труды 1-го конгресса ИФАК. Технические средства автоматизации. – М.: Изд-во АН СССР, 1961.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Я.Е. Ромм

Прокопенко Николай Николаевич – Шахтинский филиал ДГТУ; e-mail: prokopenko@sssu.ru; г. Шахты, ул. Шевченко, 152; тел.: 89185182266, зам. директора по научной работе.

Чернов Николай Иванович – Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Южный федеральный университет»; e-mail: chernovni@yandex.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: 89198883412; кафедра систем автоматического управления; профессор.

Югай Владислав Яковлевич – e-mail: yugtag@gmail.com; тел.: 89054302206; кафедра систем автоматического управления; доцент.

Prokopenko Nikolay Nikolaevich – Shaktinsky subsidiary DSTU; e-mail: prokopenko@sssu.ru; 152, Shevchenko street, Shakty, Russia; phone: +79185182266; deputy director for science.

Chernov Nikolay Ivanovich – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”; e-mail: chernovni@yandex.ru; 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +79198883412; the department of automatic control systems; professor.

Yugay Vladislav Yakovlevich – e-mail: yugtag@gmail.com; 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +79054302206; the department of automatic control systems; associate professor.

УДК 621.372.54

В.В. Христич

КОМПЛЕКСНЫЙ КВАДРАТУРНЫЙ ФИЛЬТР

Дано математическое описание комплексного квадратурного фильтра (ККФ), у которого за счет межканальных связей реализуется сдвиг между центральной частотой и частотой модуляции. Показано, что величина и знак частотного сдвига определяется значениями коэффициентов связи между одноименными звеньями фильтров нижних частот (ФНЧ) разных каналов. Наличие регулируемого частотного сдвига расширяет возможности квадратурного фильтра и способствует повышению точности обработки сигналов. Предложена схемотехническая реализация канальных фильтров нижних частот в виде квазилестничной структуры, звеньями которой являются многовыходовые интеграторы с дифференциальным выходом, что позволяет иметь идентичные схемы каналов при разных знаках коэффициентов межканальных связей. Даны соотношения, на основании которых по заданным требованиям к амплитудно-частотной характеристике ККФ можно выполнить расчет канальных ФНЧ. Приведены результаты экспериментального исследования ККФ, которые проводились с использованием прикладной программы Micro-Cap. Исследования подтвердили адекватность представленного математического описания ККФ.

Квадратурный фильтр; канальный фильтр; частота модуляции; частотный сдвиг; функция передачи; амплитудно-частотная характеристика.

V.V. Khristich

COMPLEX QUADRATURE FILTER

The mathematical description of complex quadrature filter (CQF) is given. Offset between center frequency and modulation frequency is implemented in this filter due to the interchannel links. It's shown that value and sign of frequency offset are defined by the coefficient values of the links between similar units of low-pass filters (LPFs) from different channels. Presence of controlled frequency offset extends the quadrature filter facilities and enables signal processing accuracy increasing. Circuit implementation of the channel LPFs is proposed as the quasiladder structure consisting of multiinput integrators with differential output. This allows identical channel circuits with different coefficient signs of interchannel links. The expressions are given for the channel LPF design in compliance with the given requirements to the gain-frequency characteristic of the CQF. The results of the CQF experimental researching with using of Micro-Cap application are given. The researching confirmed the validity of the proposed CQF mathematical description.

Quadrature filter; channel filter; modulation frequency; frequency offset; transfer function; gain-frequency characteristic.

В отличие от квадратурного фильтра (КФ) [1], состоящего из двух независимых идентичных каналов, каждый из которых включает в себя входной и выходной перемножители сигналов, а также фильтр нижних частот (ФНЧ), у комплексного квадратурного фильтра (ККФ) [2] каналные ФНЧ H между собой связаны (рис. 1). Полагая, что произведение масштабного коэффициента перемножителей на напряжение $U_{m,m}$, а также коэффициенты передачи выходного сумматора Σ равны единице, схема рис. 1 может быть описана блочной матрицей вида

$$\begin{bmatrix} -j^{\bullet} \mathbf{C}/2 & \begin{bmatrix} \mathbf{P} + \mathbf{T} & -\mathbf{B} \\ \mathbf{B} & \mathbf{P} + \mathbf{T} \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}/2 & \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \mathbf{P} + \mathbf{T} \\ j^{\bullet} \mathbf{D}/2 & \mathbf{D}/2 \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\mathbf{T} = [t_{ij}]_1^n$ – квадратная матрица; t_{ij} – коэффициенты связи между i -ми и j -ми звеньями канального ФНЧ; $\mathbf{C} = [t_{i0}]_1^n$ – матрица-столбец; t_{i0} – коэффициенты связи между входным перемножителем и i -ми звеньями ФНЧ канала; $\mathbf{D} = [t_{nj}]_1^n$ – матрица-строка; t_{nj} – коэффициенты связи между j -ми звеньями ФНЧ и выходным перемножителем канала; $\mathbf{B} = [b_{ii}]_1^n$ – диагональная матрица; b_{ii} – коэффициенты связи между i -ми звеньями ФНЧ разных каналов; $\mathbf{P} = [\tau_i(p - j\omega_m(2\kappa + 1))]_1^n$ – диагональная матрица; τ_i – постоянные времени i -х звеньев 1-го порядка канальных ФНЧ; $j^{\bullet} = j(-1)^{\kappa}$; $\kappa = 0$ или -1 ; n – порядок ФНЧ; $p = j\omega = j2\pi f$ – текущая частота.

Если в матрице (1) выполнить следующие операции над блочными строками \mathbf{Q}_i и блочными столбцами \mathbf{V}_i :

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_1 &= \mathbf{Q}_1 + j^{\bullet} \mathbf{Q}_2, & \mathbf{V}_3 &= \mathbf{V}_3 - j^{\bullet} \mathbf{V}_2; \\ \mathbf{Q}_2 &= \mathbf{Q}_2 + \frac{1}{2} j^{\bullet} \mathbf{Q}_1, & \mathbf{V}_2 &= \mathbf{V}_2 - \frac{1}{2} j^{\bullet} \mathbf{V}_3, \end{aligned}$$

то матрица (1) примет вид

$$\begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{P} + \mathbf{T} + j \cdot \mathbf{B} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C}/2 & \mathbf{0} & \mathbf{P} + \mathbf{T} - j \cdot \mathbf{B} \\ 0 & \mathbf{0} & \mathbf{D} \end{bmatrix} \text{ или } \begin{bmatrix} \mathbf{C}/2 & \mathbf{X} + \mathbf{T} \\ 0 & \mathbf{D} \end{bmatrix},$$

где $\mathbf{X} = [x\tau_i]_1^n$ – диагональная матрица; $x = p - j\omega_m(2\kappa + 1) - j(-1)^\kappa b$; $b = b_{ii}/\tau_i$.

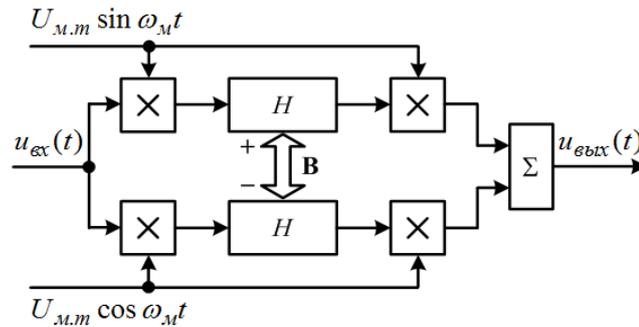


Рис. 1. Структурная схема ККФ

Поскольку каналные ФНЧ (без учета межканальных связей) описываются аналогичной блочной матрицей

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{S} + \mathbf{T} \\ 0 & \mathbf{D} \end{bmatrix},$$

где $\mathbf{S} = [s\tau_i]_1^n$, функцию передачи ККФ можно представить в таком виде:

$$F(p) = \frac{1}{2}[H(p - j\omega_0) + H(p + j\omega_0)], \quad (2)$$

где $H(s)$ – функция передачи канального ФНЧ; $\omega_0 = \omega_m + b$ – центральная частота ККФ; b – частотный сдвиг, величина и знак которого зависит от значений коэффициентов связи b_{ii} , составляющих матрицу \mathbf{B} .

Возможность реализации заданного сдвига центральной частоты f_0 ККФ относительно частоты модуляции f_m позволяет при построении линейки (“гребенки”) фильтров применить только один генератор модулирующих сигналов и тем самым жестко связать между собой центральные частоты фильтров, составляющих линейку.

Поскольку при сдвиге частоты f_0 относительно f_m происходит некоторое увеличение параметрической чувствительности ККФ [3], в качестве канальных ФНЧ желательно использовать фильтры с низкой параметрической чувствительностью, например квазилестничные [3]. На рис. 2 приведена функциональная схема ККФ с канальными ФНЧ 6-го порядка, звенья которых имеют дифференциальный выход, что позволяет обеспечить идентичность схем канальных ФНЧ, несмотря на разные знаки коэффициентов межканальных связей. Схема звена такого типа приведена на рис. 3, где резисторы R_{ij} обеспечивают передачу сигнала с инвертирующего либо неинвертирующего выхода j -го звена канала на вход i -го звена того же канала, а R_{ii}^* – с инвертирующего либо неинвертирующего выхода i -го звена одного канала на вход i -го звена другого канала. Соответствующие функции передачи имеют вид

$$H_{ij}(p) = \pm \frac{R_c/R_{ij}}{p\tau + R_c/R_{ij}}; \quad H_{ii}^*(p) = \pm \frac{R_c/R_{ii}^*}{p\tau + R_c/R_{ii}^*},$$

где $\tau = RC$; $R = R_a + R_c$; $R_c = 1/G_c$; $G_c = G_{ii}^* + \sum_{j=0}^n G_{ij}$; $G_{ii}^* = 1/R_{ii}^*$; $G_{ij} = 1/R_{ij}$.

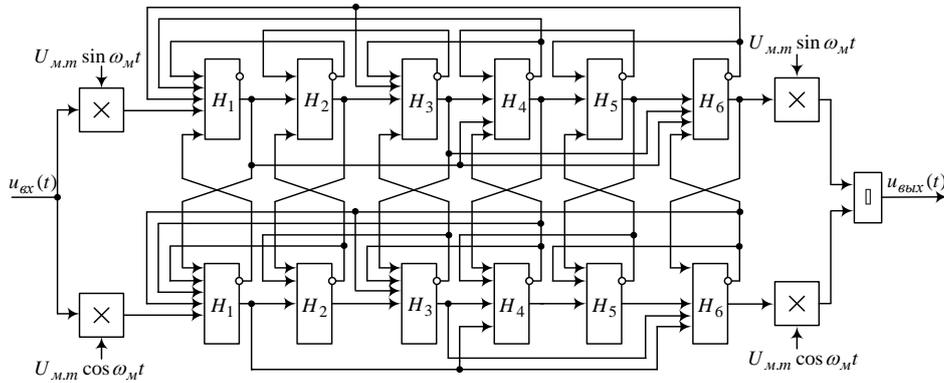


Рис. 2. Комплексный квадратурный фильтр 6-го порядка

Если квазилинейный ФНЧ-прототип задан таблицей коэффициентов \tilde{t}_i и \tilde{t}_{ij} [3], то расчетные соотношения для звеньев рис. 3 имеют вид

$$t_{ij} = \tilde{t}_{ij} / \tilde{t}_i; \quad t_{ji} = -\tilde{t}_{ij} / \tilde{t}_i \quad (j > i); \quad t_{c,i} = \bar{b} + \sum_{j=0}^n |t_{ij}|; \quad R_{u,i} = \frac{1}{\omega_n^+ C t_{c,i}};$$

$$R_{a,i} = R_{u,i} - R_c;$$

$$R_{ii}^* = R_c \frac{t_{c,i}}{\bar{b}}; \quad R_{ij} = R_c \frac{t_{c,i}}{t_{ij}},$$

где $\bar{b} = \frac{|b|}{\omega_n^+}$ – относительный частотный сдвиг; ω_n^+ – верхняя граничная частота

полосы пропускания канального ФНЧ (полоса пропускания ККФ равна $2\omega_n^+$); $i = 1, 2, \dots, n$; $j = 0, 1, \dots, n$.

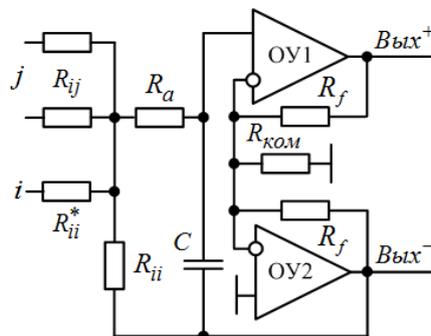


Рис. 3. Звено ФНЧ

Чтобы выполнить расчет, необходимо для всех звеньев задаться одинаковыми значениями C , R_c и R_f , а сопротивление $R_{ком}$ принять равным половине R_f .

В качестве примера приведем результаты расчета фильтра с параметрами $n = 6$; $f_m = 100$ кГц; $f_n^+ = 1$ кГц; $\bar{b} = 1,5$; $\sigma = 0,1773$ дБ (неравномерность АЧХ в полосе пропускания); $\nu = 1,3346$ (коэффициент прямоугольности АЧХ); $\lambda = 49,73$ дБ (гарантированное затухание в полосе режекции):

$$C = 1,5 \text{ нФ}; \quad R_f = 10 \text{ к}; \quad R_{ком} = 5 \text{ к}; \quad R_{11}^* = 13,67 \text{ к}; \quad R_{22}^* = 8,203 \text{ к}; \quad R_{33}^* = 8,277 \text{ к};$$

$$R_{44}^* = 8,561 \text{ к}; \quad R_{55}^* = 8,332 \text{ к}; \quad R_{66}^* = 12,97 \text{ к}; \quad R_{a1} = 19,62 \text{ к}; \quad R_{a2} = 35,83 \text{ к};$$

$$R_{a3} = 35,47 \text{ к}; \quad R_{a4} = 34,13 \text{ к}; \quad R_{a5} = 35,20 \text{ к}; \quad R_{a6} = 20,94 \text{ к}; \quad R_{10} = 25,53 \text{ к};$$

$$R_{11} = 27,48 \text{ к}; \quad R_{12} = 18,23 \text{ к}; \quad R_{14} = 118,6 \text{ к}; \quad R_{16} = 1290 \text{ к}; \quad R_{21} = 26,75 \text{ к};$$

$$R_{23} = 18,70 \text{ к}; \quad R_{32} = 18,73 \text{ к}; \quad R_{34} = 28,63 \text{ к}; \quad R_{36} = 276,7 \text{ к}; \quad R_{41} = 131,7 \text{ к};$$

$$R_{43} = 21,66 \text{ к}; \quad R_{45} = 23,70 \text{ к}; \quad R_{54} = 15,53 \text{ к}; \quad R_{56} = 35,28 \text{ к}; \quad R_{61} = 354,4 \text{ к};$$

$$R_{63} = 51,75 \text{ к}; \quad R_{65} = 13,31 \text{ к}; \quad R_{66} = 26,06 \text{ к}.$$

У ККФ, в отличие от КФ, сигналы с частотой $\omega = 0$, поступающие с выходов канальных ФНЧ на выходные перемножители, не несут полезной информации (при $\bar{b} > 1$), поэтому между выходами ФНЧ и входами выходных перемножителей можно включить разделительные конденсаторы, тем самым исключив преобразование выходного постоянного напряжения дрейфа ФНЧ в выходной сигнал ККФ с частотой ω_m , что значительно увеличивает динамический диапазон ККФ.

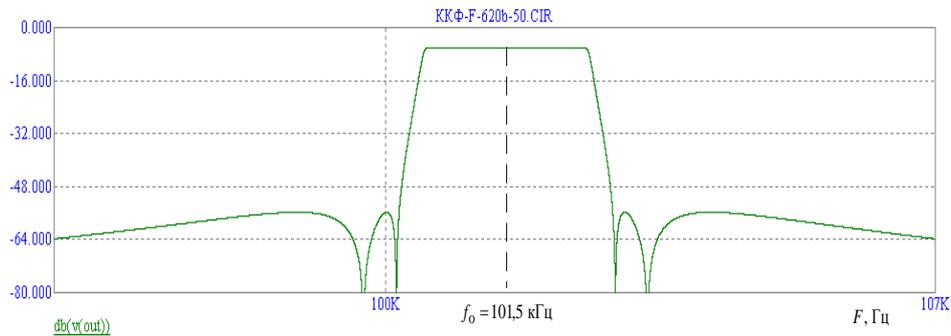


Рис. 4. График зависимости модуля передаточной функции ККФ от частоты

На рис. 4 приведен график зависимости модуля функции $F(j\omega)$ (2) от частоты, в которой функции $H(s)$ представлены отношениями полиномов, коэффициенты которых получены в результате решения задачи аппроксимации амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ФНЧ-прототипа. Соответствие характеристики рис. 4 и АЧХ схемы на рис. 2 проверялось путем измерения амплитудных значений напряжений на выходе ККФ в отдельных точках частотного диапазона. Результаты анализа показывают практически полное совпадение характеристики рис. 4 и АЧХ схемы на рис. 2. Наибольшее отклонение АЧХ от характеристики рис. 4 в критических точках не превысило нескольких тысячных долей децибел в полосе пропускания и нескольких сотых долей в полосе режекции.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Современная теория фильтров и их проектирование / Под ред. Г. Темеша и С. Митра. – М.: Мир, 1977. – 560 с.
2. *Христич В.В.* Обобщенный квадратурный фильтр // Электросвязь. – 1986. – № 1. – С. 60-62.
3. *Христич В.В.* Справочник по расчету низкочувствительных активных фильтров: Справочник. – Ростов-на-Дону: Изд-во СКНЦ ВШ, 2005. – 348 с.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Н.Н. Прокопенко.

Христич Вилен Васильевич – Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Южный федеральный университет»; e-mail: fin_val_iv@tsure.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: 88634371689; кафедра систем автоматического управления; доцент.

Khristich Vilen Vasilyevich – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”; e-mail: fin_val_iv@tsure.ru; 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371689; the department of automatic control systems; associate professor.