

10. Ogloblin A.V. Predel'no dostizhimye harakteristiki kompleksov DKMV radiosvjazi, realizujushih tehnologiju MIMO, pri razlichnyh vidah raznesenija [Maximum achievable characteristics of complexes of HF radio communication, implementing MIMO technology for different types explode]. *Jelektrosvjaz'*, 2015, no. 5, pp. 47-51.

Received 03.08.2015

УДК 621.391.84

ЦИФРОВОЙ РЕЖЕКТОРНЫЙ ФИЛЬТР НА ВЗАИМНО РАССТРОЕННОЙ ПАРЕ ЗВЕНЬЕВ ВТОРОГО ПОРЯДКА

Иванова В.Г., Резепова Е.С.

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики

E-mail: vivan38@yandex.ru

Рассмотрены свойства и особенности цифрового режекторного фильтра на взаимно расстроенной паре звеньев второго порядка. Получены приближенные выражения для АЧХ режекторных фильтров на одном звене второго порядка и на расстроенной паре звеньев и соотношения для синтеза этих фильтров исходя из требуемых значений частоты режекции, полосы режекции и коэффициента прямоугольности. Исследовано влияние режекторных фильтров на помехоустойчивость демодулятора сигнала DBPSK при действии сосредоточенных по частоте внутриполосных помех, ширина спектра которых на порядок меньше ширины спектра сигнала.

Ключевые слова: полоса режекции, коэффициент прямоугольности, селективность, синтез, спектр, помехоустойчивость, внутриполосная помеха, моделирование.

Введение

Режекторные фильтры (РЖФ) применяются для удаления помехи из спектра полезного сигнала. При изменяющейся частоте помехи требуется перестройка РЖФ в пределах заданного диапазона частот с сохранением формы АЧХ.

В [1] рассмотрен РЖФ на основе цифрового резонатора с комплексным масштабным коэффициентом, в [2-4] предлагается для сохранения формы АЧХ использовать РЖФ, настроенный на фиксированную частоту, а для режекции помехи с изменяющейся частотой применять метод обратного гетеродина. В [5] режекция помехи осуществляется с использованием прямого и обратного БПФ. Однако эти варианты построения РЖФ требуют значительных программных затрат на их реализацию.

В [6-15] описывается простой РЖФ на основе одного звена второго порядка, который перестраивается по диапазону путем изменения только двух коэффициентов. При этом форма АЧХ изменяется незначительно. Однако недостатком этого РЖФ является относительно низкая селективность при заданной полосе режекции и заданном коэффициенте прямоугольности. Цель данной работы:

- предложить алгоритм функционирования РЖФ, обеспечивающего более высокую селективность по сравнению с известными перестра-

иваемыми РЖФ при незначительном увеличении программных затрат на его реализацию;

- получить расчетные соотношения, обеспечивающие синтез РЖФ исходя из средней частоты режекции, коэффициента прямоугольности и полосы режекции при заданной селективности.

Однозвенный РЖФ

Системная функция фильтра, рассмотренного в [6-15], определяется соотношением

$$H(z) = M \frac{1 + B_1 z^{-1} + z^{-2}}{1 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2}}, \quad (1)$$

где $M = 0,5(1 + A_2)$, $B_1 = -2 \cos(2\pi f_{N0})$, $A_1 = -(1 + A_2) \cos(2\pi f_{N0})$; $f_{N0} = f_0 / F_0$ – нормированная частота режекции; f_0 – частота режекции; F_0 – частота дискретизации. $K(f_N)$ и ФЧХ $\varphi(f_N)$ рассчитываются по формулам:

$$\begin{aligned} K(f_N) &= \left| H(e^{j2\pi f_N}) \right|, \\ \varphi(f_N) &= \arg \left(H(e^{j2\pi f_N}) \right), \end{aligned} \quad (2)$$

где f_N – текущая нормированная частота.

По последним соотношениям можно выполнить анализ РЖФ при известных коэффициентах системной функции фильтра, но они не позволяют синтезировать РЖФ исходя из требований к полосе режекции и коэффициенту прямоугольности.

При выполнении условия $|\cos(2\pi f_{N0})| < \frac{2\sqrt{A_2}}{1+A_2}$ АЧХ фильтра определяется следующим соотношением

$$K(f_N) = \frac{\xi(f_N)}{\sqrt{1 + [\xi'(f_N)]^2}} \rho(f_N), \quad (3)$$

$$\text{где } \xi(f_N) = \frac{2\sqrt[4]{A_2}}{1 - \sqrt{A_2}} |\sin(\pi(f_N - f_{N0}))|;$$

$$\xi'(f_N) = \frac{2\sqrt[4]{A_2}}{1 - \sqrt{A_2}} |\sin(\pi(f_N - f'_{N0}))|;$$

$$f'_{N0} = \frac{1}{2\pi} \arccos \left[\frac{1 + A_2}{2\sqrt{A_2}} \cos(2\pi f_{N0}) \right];$$

$$\rho(f_N) = q(A_2) \frac{|\sin(\pi(f_N + f_{N0}))|}{\sqrt{1 - \left[\frac{2\sqrt[4]{A_2}}{1 + \sqrt{A_2}} \cos(\pi(f_N + f'_{N0})) \right]^2}};$$

$$q(A_2) = \frac{1 + A_2}{\sqrt[4]{A_2}(1 + \sqrt{A_2})}.$$

Если $f_{N0} = 0,25$, то выполняются соотношения $f'_{N0} = f_{N0}$ и $\xi'(f_N) = \xi(f_N)$. На рис. 1 приведены графики функции $\rho(f_N)$ при трех значениях константы A_2 : 0,4 ($\rho_1(f_N)$); 0,6 ($\rho_2(f_N)$); 0,9 ($\rho_3(f_N)$).

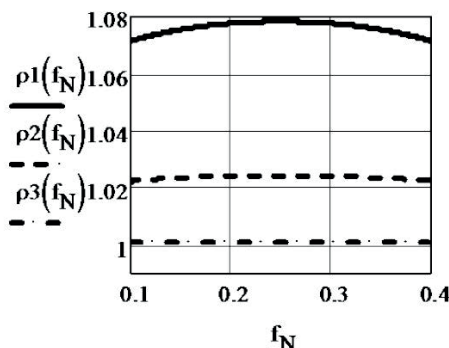


Рис. 1. Функция $\rho(f_N)$ при трех значениях A_2

Из рис. 1 видно, что при минимальном из рассмотренных значений константы A_2 значения функции отличаются от единицы менее чем на

8%. Поэтому при дальнейшем анализе воспользуемся приближенным выражением для АЧХ:

$$K(f_N) \approx \frac{\xi(f_N)}{\sqrt{1 + [\xi(f_N)]^2}}. \quad (4)$$

При малых отклонениях частоты

$$\sin(\pi(f_N - f_{N0})) \approx \pi(f_N - f_{N0}),$$

тогда обобщенная расстройка определяется следующим соотношением

$$\xi(f_N) = \frac{2|f_N - f_{N0}|}{d}, \text{ где } d = \frac{1 - \sqrt{A_2}}{\pi \sqrt[4]{A_2}}. \quad (5)$$

На рис. 2 приведены АЧХ, построенные по точной (2) (сплошные линии) и приближенной (4) (пунктирные линии) формулам при $A_2 = 0,5$. Из рис. 2 видно, что при нормированной частоте режекции 0,25 приближенная формула дает результат, практически не отличающийся от результата расчета по точной формуле. Например, полоса режекции на уровне 0,707, определенная по АЧХ, рассчитанной по приближенной формуле, отличается на 2% от ее точного значения.

На нормированных частотах 0,1 и 0,4 наблюдается смещение приближенной АЧХ относительно точной, при этом погрешность в определении полосы режекции на уровне 0,707 при $A_2 = 0,5$ менее 8%. С приближением A_2 к единице она стремится к нулю. Из (4) следует, что нормированная полоса режекции на уровне 0,707 определяется соотношением

$$\Pi_{0,707} = d. \quad (6)$$

Из (4) находится также нормированная полоса режекции Π_{NSe} при заданной селективности, определяемой как отношение максимального коэффициента передачи в полосе пропускания, равного единице, к максимальному коэффициенту передачи в полосе задерживания.

$$\Pi_{NSe} = \frac{d}{\sqrt{Se^2 - 1}}. \quad (7)$$

Определяя коэффициент прямоугольности РЖФ как отношение полосы режекции на уровне 0,707 к полосе режекции при заданной селективности, получим

$$k_p = \frac{\Pi_{N0707}}{\Pi_{NSe}} = \sqrt{Se^2 - 1}. \quad (8)$$

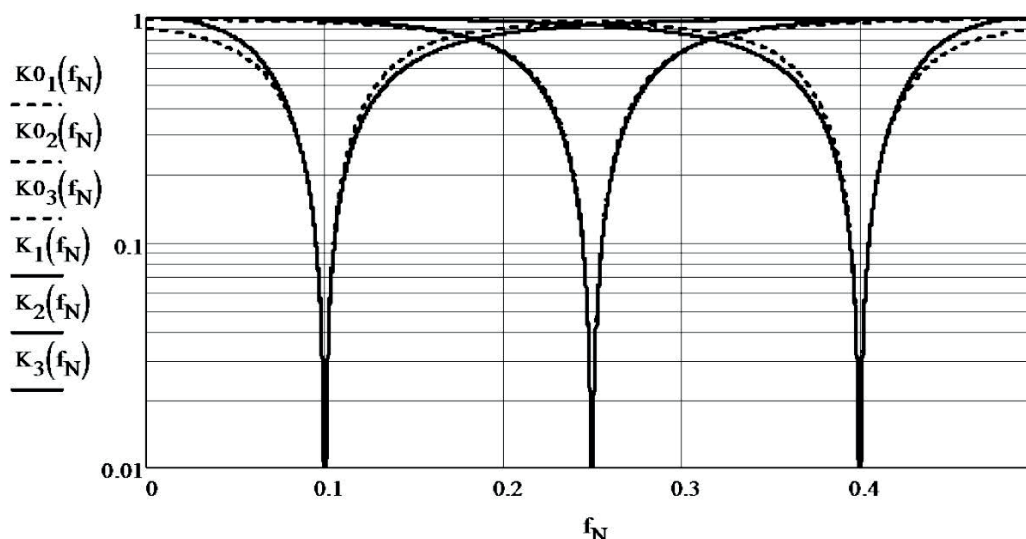


Рис. 2. АЧХ однозвенного РЖФ, рассчитанные по точной (сплошные линии) и приближенной (пунктирные линии) формулам

Соотношения (6)-(8) позволяют выполнить синтез однозвенного РЖФ при заданных полосе режекции Π_{NSe} , средней частоте полосы режекции f_{N0} и заданном коэффициенте прямоугольности k_p по следующей методике.

1. Из (8) определяется селективность, которую обеспечивает РЖФ при заданном коэффициенте прямоугольности

$$Se = \sqrt{k_p^2 + 1}. \quad (9)$$

2. Согласно (6) и (8) определяется параметр d , а из (5) находится коэффициент системной функции A_2

$$d = \Pi_{NSe} \cdot k_p, \quad (10)$$

$$A_2 = \left(1 - a \sqrt{1 + \frac{a^2}{4}} + \frac{a^2}{2} \right)^2, \text{ где } a = \pi d. \quad (11)$$

3. По (1) рассчитываются остальные коэффициенты системной функции и АЧХ РЖФ.

Расстроенная пара режекторных звеньев второго порядка

Системная функция расстроенной пары определяется соотношением:

$$H(z) = M \prod_{k=1}^2 \frac{1 + B_{1k} z^{-1} + z^{-2}}{1 + A_{1k} z^{-1} + A_2 z^{-2}}, \quad (12)$$

где $M = 0,25(1 + A_2)^2$, $B_{11} = -2 \cos(2\pi f_{N1})$,

$$B_{12} = -2 \cos(2\pi f_{N2});$$

$$A_{11} = -(1 + A_2) \cos(2\pi f_{N1});$$

$$A_{12} = -(1 + A_2) \cos(2\pi f_{N2}).$$

f_{N1} и f_{N2} – нормированные к частоте дискретизации частоты режекции первого и второго звеньев соответственно. Учитывая (4), запишем приближенное выражение для АЧХ расстроенной пары

$$K(f_N) = \frac{\xi_1(f_N) \xi_2(f_N)}{\sqrt{[1 + \xi_1(f_N)^2][1 + \xi_2(f_N)^2]}}, \quad (13)$$

где $\xi_1(f_N) = \xi(f_N) + \xi_0$; $\xi_2(f_N) = \xi(f_N) - \xi_0$;

$$\xi(f_N) = 2(f_N - f_{N0})/d; \quad \xi_0 = 2\Delta f_{N0}/d;$$

$$f_{N0} = (f_{N1} + f_{N2})/2; \quad \Delta f_{N0} = (f_{N2} - f_{N1})/2.$$

На рис. 3 приведены АЧХ расстроенной пары при $A_2 = 0,5$, рассчитанные по точной и приближенной формулам. Из рис. 3 видно, что погрешность расчета примерно такая же, как для однозвенных фильтров. Из (13) следует, что коэффициент передачи на средней частоте полосы режекции f_{N0} равен

$$K(f_{N0}) = \xi_0^2 / (1 + \xi_0^2). \quad (14)$$

Эта величина ограничивает селективность расстроенной пары, которая равна

$$Se = (1 + \xi_0^2) / \xi_0^2. \quad (15)$$

На уровне $K(f_{N0})$ определяется полоса режекции. На границе полосы режекции выполняется соотношение

$$K(f_{N0}) = K(f_{N0} \pm 0,5 \Pi_{NSe}).$$

Поэтому из (13)-(15) получим

$$\Pi_{NSe} = 2\sqrt{2} \Delta f_{N0} \sqrt{1 + \frac{1}{Se+1}}. \quad (16)$$

Приравнявая коэффициент передачи (13) к значению $1/\sqrt{2}$, определим полосу режекции на уровне 0,707. При $Se \geq 10$ получим

$$\Pi_{N0707} = \sqrt{(1+\sqrt{2})} d \sqrt{1 + \frac{1}{Se-1}}. \quad (17)$$

Разделив Π_{N0707} на Π_{NSe} и учитывая (15), найдем коэффициент прямоугольности

$$k_p = \sqrt{\frac{1+\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{Se \cdot (Se+1)}{Se+2}}.$$

При $Se \geq 10$ с погрешностью менее 5% можно воспользоваться приближенным соотношением

$$k_p = \sqrt{\frac{1+\sqrt{2}}{2}} \cdot Se. \quad (18)$$

Полученные соотношения позволяют выполнить синтез расстроенной пары режекторных звеньев второго порядка при заданных значениях полосы режекции Π_{NSe} , средней частоты полосы режекции f_{N0} и коэффициента прямоугольности k_p следующим образом.

1. Из (18) определяется селективность, обеспечиваемая расстроенной парой

$$Se = \frac{2}{1+\sqrt{2}} \cdot k_p^2. \quad (19)$$

2. Из (16) находится нормированное отклонение частот режекции первого и второго звеньев от средней частоты полосы режекции и частоты режекции первого и второго звена

$$\Delta f_{N0} = \frac{\Pi_{NSe}}{2\sqrt{2} \sqrt{1 + \frac{1}{Se+1}}},$$

$$f_{N1} = f_{N0} - \Delta f_{N0}, \quad f_{N2} = f_{N0} + \Delta f_{N0}.$$

3. Учитывая, что $\Pi_{N0707} = k_p \Pi_{NSe}$, из (17) найдем параметр d

$$d = k_p \Pi_{NSe} \sqrt{\frac{Se-1}{(1+\sqrt{2})Se}}.$$

4. По (11) находится коэффициент A_2 , а затем по (12) все остальные коэффициенты системной функции РЖФ.

5. По точной формуле (12) рассчитывается АЧХ $K(f_N) = |H(e^{j2\pi f_N})|$, по которой уточняются исходные данные (полоса режекции, коэффициент прямоугольности, средняя частота полосы режекции) и селективность, обеспечиваемая РЖФ. Расчеты показывают, что фактический коэффициент прямоугольности оказывается на 5-10% меньше заданного значения. Например, при расчетном значении $k_p = 10$ коэффициент прямоугольности, определенный по точной АЧХ, оказался равным 9,4. Фактические значения остальных параметров соответствуют заданным.

Достоинством расстроенной пары по сравнению с однозвенным РЖФ является более высокая

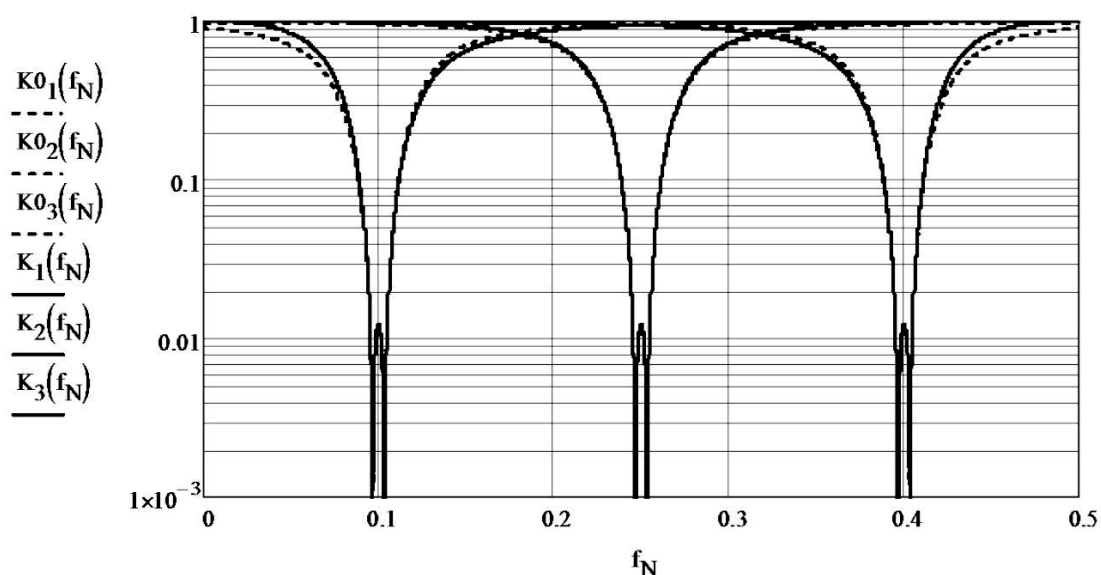


Рис. 3. АЧХ расстроенных пар режекторных звеньев, рассчитанные по точной (сплошная линия) и приближенной (штриховая линия) формулам

селективность при одинаковых коэффициентах прямоугольности (например, при $k_p = 10$ селективность однозвенного РЖФ равна 20 дБ, а расстроенной пары – 38 дБ), недостатком – большие программные затраты на реализацию.

Влияние РЖФ на помехоустойчивость демодулятора сигнала DBPSK

На рис. 4-6 приведены результаты машинного эксперимента по определению помехоустойчивости демодулятора сигнала DBPSK с РЖФ на входе. На рис. 4 приведен спектр сигнала, искаженный узкополосной помехой. Отношение «помеха/сигнал» составляет 12 дБ. На рис. 5 показан спектр сигнала на выходе расстроенной пары режекторных звеньев второго порядка с нормированной полосой режекции 0,01; коэффициентом прямоугольности 10; настроенным на нормированную частоту помехи 0,3.

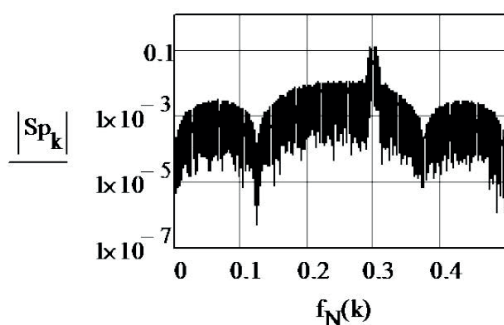


Рис. 4. Спектр сигнала, искаженный помехой

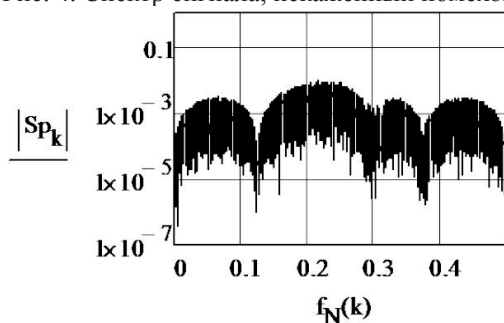


Рис. 5. Спектр сигнала на выходе расстроенной пары

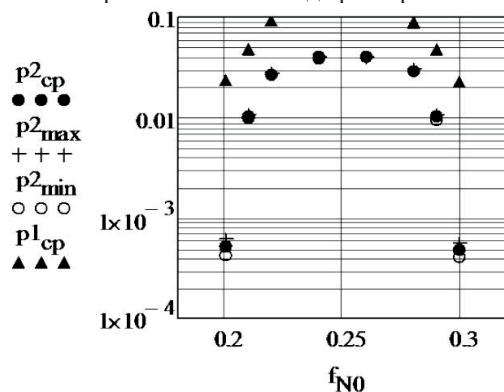


Рис. 6. Зависимости вероятности ошибки от нормированной частоты помехи при использовании однозвенного РЖФ и расстроенной пары

Рис. 6 представляет зависимость среднего значения вероятности ошибки демодулятора с расстроенной парой режекторных звеньев p_{cp}^2 (●), верхней границы доверительного интервала p_{max}^2 (+) и нижней границы доверительного интервала p_{min}^2 (○) от нормированной частоты помехи. Доверительный интервал определен при доверительной вероятности 0,9. Там же для сравнения приведена зависимость среднего значения вероятности ошибки p_{cp}^1 от f_{N0} при использовании однозвенного РЖФ с теми же значениями полосы режекции и коэффициента прямоугольности. Измерения проводились в области частот, наиболее уязвимой для полезного сигнала. Из рис. 6 видно, что расстроенная пара режекторных звеньев обеспечивает более высокую помехоустойчивость по сравнению с однозвенным фильтром. При отсутствии РЖФ наступает полное разрушение выходного сигнала демодулятора независимо от частоты помехи.

Выводы

При коэффициенте прямоугольности $k_p \geq 4$ селективность однозвенного РЖФ равна коэффициенту прямоугольности и возрастает по линейному закону при увеличении k_p . Селективность расстроенной пары звеньев второго порядка пропорциональна квадрату коэффициента прямоугольности. При одинаковых коэффициентах прямоугольности селективность расстроенной пары на больше селективности однозвенного РЖФ.

Применение РЖФ на расстроенной паре звеньев второго порядка на входе демодулятора сигнала DBPSK позволило обеспечить его работоспособность при действии внутриполосной сосредоточенной по частоте помехи при отношении «помеха/сигнал» 12 дБ. 3. Полученные в работе соотношения позволяют выполнить синтез РЖФ исходя из заданных значений частоты режекции, полосы режекции и коэффициента прямоугольности.

Литература

1. Иванова В.Г., Семенов Е.С., Тяжев А.И. Цифровой фильтр для подавления узкополосных помех в каналах связи // ИКТ. Т.2, №3, 2004. – С. 31-33.
2. Иванова В.Г., Тяжев А.И., Семенов Е.С. Методы цифровой фильтрации сосредоточенной по частоте помехи // Материалы V МНТК «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций». Самара, 2004. – С. 61-63.
3. Иванова В.Г., Семенов Е.С., Тяжев А.И. Режекция сосредоточенной по частоте помехи

- методом возвратного гетеродинамирования // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. №4, 2004. – С. 100-108.
4. Семенов Е.С. Моделирование работы устройства режекции узкополосной помехи методом возвратного гетеродинамирования // Электродинамика и техника СВЧ, КВЧ и оптических частот. Т.16, №1(45), 2011. – С. 71-75.
 5. Веневцев С.Ю., Поваляев И.Г. Цифровой фильтр для адаптивной режекции узкополосных помех // Методы и устройства передачи и обработки информации. №6, 2004. – С. 131-134.
 6. Построение режекторного фильтра на основе всепропускающего. <http://www.dsplib.ru/content/notch/notch.html> (д.о. 20.01.15)
 7. Digital Notch filter Posted By Krishna Sankar On July 14, 2013. <http://www.dsplog.com>. (д.о. 10.01.15)
 8. Design of Infinite Impulse Response (IIR) digital filters. http://faraday.ee.emu.edu.tr/eeng420/ince_ppts/IIR_filters.pdf (д.о. 10.01.15)
 9. Parameswaran Ramachandran, Wu-Sheng Lu, and Andreas Autoniou. Improved Hot-Spot Location Technique for Proteins Using a Bandpass Notch Digital Filter. http://www.ece.uvic.ca/~wslu/Talk/Para_talk.pdf. (д.о. 10.01.15)
 10. Eduardo Pinheiro, Octavian Postolache, Pedro Girao. Digital notch filters implementation with fixed-point arithmetic. http://www.imeko2009.it.pt/Papers/FP_504.pdf. (д.о. 05.02.15)
 11. Venkat Anant. Digital Signal Controller Based Automatic Transfer Switch. http://powerelectronics.com/site-files/powerelectronics.com/files/archive/powerelectronics.com/digital_power/digital-signal-control-based.pdf (д.о. 05.02.15)
 12. Neelam Mehala. IIR Multiple Notch Filter Design for Power Line Interference Removal. <http://www.ijese.org/attachments/File/v1i10/J04380811013.pdf> (д.о. 05.02.15)
 13. Kleber Stangherlin, Leonardo Soares, Sergio Bampi. Near-Threshold Notch Filter With Pole-Radius Variation. http://www.inf.ufrgs.br/simemicro/papers/sim2013_submission_38.pdf. (д.о. 05.02.15)
 14. Dr. Kuldeep Kaur and Mandeep Singh Saini. Design IIR Notch Filter and Comb Filter to Eliminate Unwanted Frequencies for Environment. http://ijarcet.org/wp-content/uploads/IJAR_CET-VOL-3-ISSUE-6-2065-2070.pdf. (д.о. 06.02.15)
 15. Sen M Kuo, Bob H Lee. Real-Time Digital Signal Processing (Implementations, Applications, and Experiments with the TMS320C55X). <http://texnogen.org/RTDSP.pdf>. (д.о. 06.02.15)

Получено 22.06.2015

Иванова Вера Георгиевна, к.т.н., доцент Кафедры радиосвязи, радиовещания и телевидения Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики (ПГУТИ). Тел. (8-846) 926-24-40; 8-902-295-56-58/ E-mail: vivan38@yandex.ru

Резепова Елена Сергеевна, студентка группы ПС-01 ПГУТИ. Тел. 8-927-693-48-27/ E-mail: lenarezepova@mail.ru

DIGITAL REJECTION FILTER BASED ON STAGGERED COUPLE OF SECOND ORDER SECTIONS

Ivanova V.G., Rezepova E.S.

Povolzhskiy State University of Telecommunication and Informatics

E-mail: vivan38@yandex.ru

This work is concerned on properties of digital rejection filter based on staggered couple of second order sections. We derived approximate expressions for amplitude-frequency response of rejection filters based on single second order section and staggered couple of second order section and relations for these filters synthesis under taking into account required rejection frequency, rejection band and squareness ratio. We found that during increasing of squareness ratio the selectivity of staggered couples grows according to square law, while selectivity of simple filter is linear (under squareness ratio is more four). Here a well-known comparative evaluation for parameters of staggered couple biquadratic sections and parameters of rejection filter by the one second order section was estimated. Therefore, we found the gain of using of staggered couples in comparison to single-section filter unit improves under squareness ratio growing. We represent results of researches of rejection filter influence on the noise immunity of DBPSK demodulator under frequency concentrated in-band interference with spectral width less then signal spectral width more then one order.

Keywords: rejection band, squareness ratio, selectivity, synthesis, spectrum, noise immunity, in-band interference, simulation

DOI: 10.18469/ikt.2015.13.3.13

Ivanova Vera Georgievna, PhD in Technical Science, Associated Professor of the Department of Radiocommunication, Broadcasting and Television, Povolzhskiy State University of Telecommunication and Informatics, Samara, Russian Federation. Tel.: +79022955658. E-mail: vivan38@yandex.ru

Rezepova Elena Sergeyevna, student, Povolzhskiy State University of Telecommunication and Informatics, Samara, Russian Federation. Tel.: +79276934827. E-mail: lenarezepova@mail.ru

References

1. Ivanova V.G., Semenov E.S., Tyazhev A.I. Cifrovoy fil'tr dlja podavlenija uzkopolosnyh pomeh v kanalah svjazi [Digital filter for suppressing narrowband interference in communication channels]. *Infokommunikatsionnye tekhnologii*, 2004 vol. 2, no. 3, pp. 31-33.
2. Ivanova V.G., Tyazhev A.I., Semenov E.S. Metody cifrovoy fil'tracii sosredotochennoj po chastote pomehi [Methods of digital filter centered at frequency interference]. *Materialy V MNTK «Problemy tehniki i tehnologij telekommunikacij»*. Samara, 2004, pp. 61-63.
3. Ivanova V.G., Semenov E.S., Tyazhev A.I. Rezhekcija sosredotochennoj po chastote pomehi metodom vozvratnogo geterodinirovaniya [Rejection centered on the frequency of the interference method return heterodyning]. *Fizika volnovykh processov i radiotekhnicheskie sistemy*, 2004, no. 4, pp. 100-108. (In Russ).
4. Semenov E.S. Modelirovanie raboty ustrojstva rezhekicii uzkopolosnoj pomehi metodom vozvratnogo geterodinirovaniya [Simulation of devices notch narrow – band interferences by return heterodyning]. *Jelektrodinamika i tehnika SVCh, KVCh i opticheskikh chastot*, 2011, vol. 16, no.1, pp. 71-75.
5. Venevtsev S.Ju., Povaljaev I.G. Cifrovoy fil'tr dlja adaptivnoj rezhekicii uzkopolosnyh pomeh [Digital filter for adaptive rejection of narrow-band interferences]. *Metody i ustrojstva peredachi i obrabotki informacii*, 2004, no 6, pp. 131-134.
6. *Building of band-rejection filter based on the all-pass filter*. Available at: <http://www.dsplib.ru/content/notch/notch.html> (accessed 20.01.2015). (In Russ.).
7. *Design of Infinite Impulse Response (IIR) digital filters*. Available at: http://faraday.ee.emu.edu.tr/eeng420/ince_ppts/IIR_filters.pdf (accessed 10.01.15)
8. Parameswaran Ramachandran, Wu-Sheng Lu, and Andreas Autonion. *Improved Hot-Spot Location Technique for Proteins Using a Bandpass Notch Digital Filter*. Available at: http://www.ece.uvic.ca/~wslu/Talk/Para_talk.pdf (accessed 10.01.15).
9. Eduardo Pinheiro, Octavian Postolache, Pedro Girao. *Digital notch filters implementation with fixed-point arithmetic*. Available at: http://www.imeko2009.it.pt/Papers/FP_504.pdf (accessed 10.01.15).
10. Venkat Anant. *Digital Signal Controller Based Automatic Transfer Switch*. Available at: http://powerelectronics.com/site-files/powerelectronics.com/files/archive/powerelectronics.com/digital_power/digital-signal-control-based.pdf (accessed 5.02.15).
11. Neelam Mehala. *IIR Multiple Notch Filter Design for Power Line Interference Removal*. Available at: <http://www.ijese.org/attachments/File/v1i10/J04380811013.pdf> (accessed 5.02.15).
12. Jose Fernando Chicharo. *Theory and application of (IIR) adaptive notch filtering*. Available at: <http://ro.uow.edu.au/cgi/viewcontent.cgi?article=2361&context=theses> (accessed 5.02.15).
13. Kleber Stangherlin, Leonardo Soares, Sergio Bampi. *Near-Threshold Notch Filter With Pole-Radius Variation*. Available at: http://www.inf.ufrgs.br/sim-emicro/papers/sim2013_submission_38.pdf (accessed 6.02.15).
14. Dr. Kuldeep Kaur and Mandeep Singh Saini. *Design IIR Notch Filter and Comb Filter to Eliminate Unwanted Frequencies for Environment*. Available at: <http://ijarcet.org/wp-content/uploads/IJARCET-VOL-3-ISSUE-6-2065-2070.pdf> (accessed 6.02.15)
15. Sen M Kuo, Bob H Lee. *Real-Time Digital Signal Processing (Implementations, Applications, and Experiments with the TMS320C55X)*. Available at: <http://texnogen.org/RTDSP.pdf> (accessed 6.02.15)

Received 22.06.2015