УДК 621.372.512

П. В. БОЙКАЧЕВ

ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ И СОГЛАСУЮЩИЕ ЦЕПИ, ОБЛАДАЮЩИЕ ПОВЫШЕННОЙ ЛИНЕЙНОСТЬЮ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГРУППОВОГО ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ, И МЕТОДИКА ИХ РЕАЛИЗАЦИИ

Военная академия Республики Беларусь

(Поступила в редакцию 24.10.2013)

Введение. В технологиях спутниковых и мобильных систем телекоммуникаций, а также в радиолокационных системах заметный прогресс в значительной степени связан с применением широкополосных и сверхширокополосных сигналов. Для их обработки к входным трактам радиоприемных устройств предъявляются такие требования, как избирательность и внесение минимальных искажений амплитудного и фазового спектров сигнала. Элементы входных трактов должны внести минимальные искажения амплитудного и фазового спектров сигнала. В традиционной схемотехнике под неискажающим устройством понималось такое устройство, которое имеет равномерную амплитудно-частотную характеристику, однако неравномерность фазочастотной характеристики (ФЧХ) может вызывать серьезные проблемы на этапе обработки сигналов.

Для обеспечения вышеизложенных требований в настоящее время применяются фильтры с модифицированными функциями передачи [1, 2]. В сравнении с классическими аппроксимирующими функциями модифицированные функции передачи имеют следующие недостатки: бóльшая неравномерность в полосе фильтрации, меньшее затухание в полосе заграждения, отсутствие свойства квадратной симметрии, значительную нелинейность ФЧХ [1].

Методика модификации аппроксимирующей функции. Предлагается новый вариант модификации аппроксимирующей функции, аналитическое выражение для прототипа функции передачи имеет следующий вид:

$$K_m\left(-s^2\right)=\frac{k^2}{1+\varepsilon^2\prod\limits_{q=1}^{N}\left(s_q-1\right)\dfrac{\Psi_m\left(s\right)\Psi_m\left(-s\right)}{\prod\limits_{q=1}^{N}\left(s+s_q\right)}}, \tag{1}$$

где $s=\pm\sigma\pm j\omega$ – комплексная частота; $\Psi(s)$ – аппроксимирующий полином порядка m, ε – коэффициент неравномерности характеристики в полосе фильтрации, s_q – комплексная частота, на которой функция принимает нулевое значение, k – коэффициент, не превышающий единицу, q – номер вводимого нуля передачи, N – количество вводимых нулей передачи.

Модифицированная функция (1) отличается от классической функции тем, что в нее определенным образом добавляются нули передачи. Вводимые нули передачи образованы комплексно-сопряженными парами, расположенными на комплексной плоскости s-переменной.

Способ модификации аппроксимирующей функции для увеличения равномерности фазочастотной характеристики. В опубликованных ранее работах, например [3, 4], нули передачи модифицированных функций располагались только на мнимой оси комплексной плоскости s-переменной, что обеспечивало максимальный уровень спада и равномерность в полосе согласования и фильтрации амплитудно-частотной характеристики, но ухудшало линейность ФЧХ. Для улучшения линейности ФЧХ в полосе согласования и фильтрации предлагается использовать четверку комплексно-сопряженных нулей.

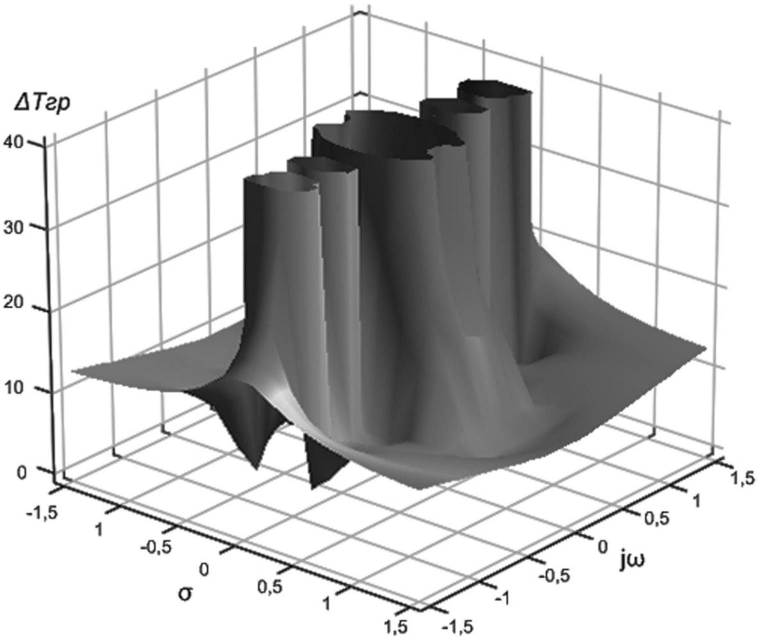


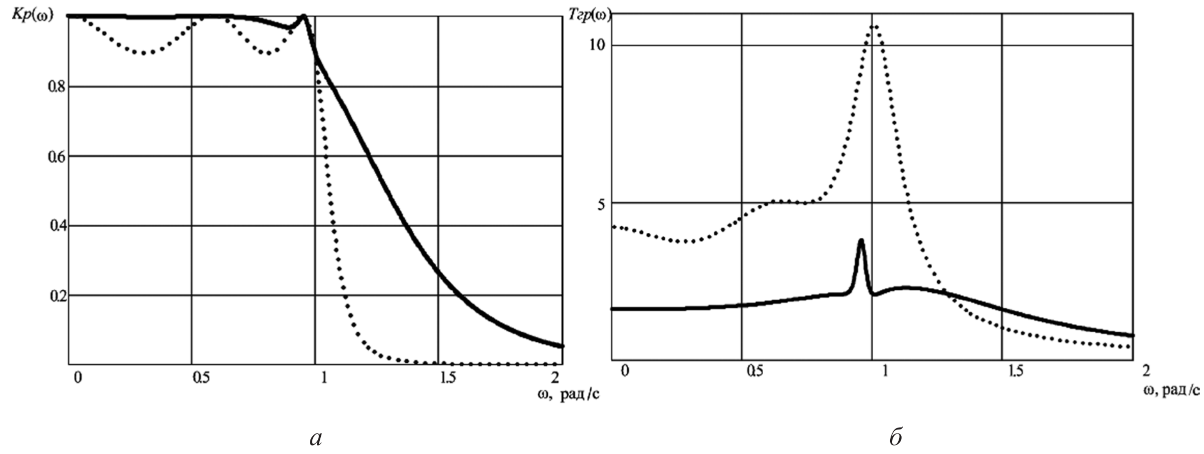
Рис. 1. Зависимость разброса ГВЗ от расположения нулей функции передачи
для модифицированной функции Чебышева пятого порядка

Линейность ФЧХ нагляднее описывает групповое время запаздывания (ГВЗ). На рис. 1 приведена зависимость разброса ГВЗ от расположения нулей функции передачи на комплексной плоскости для модифицированной функции Чебышева пятого порядка. Рисунок позволяет определить область расположения вводимых нулей передачи, в которой разброс ГВЗ минимальный. Видимая пара нулей расположена в районе $\sigma = \pm\, 0{,}035$ и $j\omega = \pm\, 0{,}96$.

На рис. 2 представлен коэффициент передачи по мощности (рис. 2, *а*) и ГВЗ (рис. 2, *б*) в зависимости от частоты для модифицированной функции Чебышева пятого порядка $\sigma = \pm\, 0{,}035$, $j\omega = \pm\, 0{,}96$ (сплошная линия) в сравнении с классической функцией Чебышева пятого порядка (штриховая линия).

Анализ приведенных зависимостей показывает, что модифицированная функция Чебышева пятого порядка уступает классической функции передачи в избирательности, но имеет бóльшую равномерность в полосе фильтрации (согласования) коэффициента передачи и более равномерное ГВЗ.

Сравнение классической и модифицированной аппроксимирующих функций Чебышева пятого порядка. Представляет интерес сравнение этих функций при одинаковом спаде частотных характеристик за пределами полосы пропускания. Этому условию для функции Чебышева



а *б*

Рис. 2. Коэффициент передачи по мощности (*а*) и ГВЗ (*б*) в зависимости от частоты модифицированной функции Чебышева пятого порядка (сплошная линия) в сравнении с классической функцией Чебышева пятого порядка (штриховая линия) пятого порядка соответствует четверка вводимых нулей $s_0 = \pm 0{,}18 \pm 1{,}18j$ при $m = 5$, $\varepsilon = 0{,}349$, $k = 1$. Для выбранных условий функция (1) принимает вид

$$K\left(-s^2\right) = \frac{-2{,}03 - 2{,}72s^2 - s^4}{-2{,}03 - 2{,}02s^2 + 4{,}58s^4 + 15{,}62s^6 + 17{,}85s^8 + 7{,}14s^{10}}. \qquad (2)$$

Функция (2) в s-плоскости образует поверхность, приведенную на рис. 3, *а*. Сечение показанной поверхности плоскостью $s = j\omega$ представляет частотную характеристику передачи мощности (2), представленную на рис. 3, *б*: штриховая линия – классическая аппроксимация Чебышева; сплошная линия – модифицированная функция Чебышева в соответствии с функцией (2). Анализируя кривые на рис. 3, можно сделать вывод, что модифицированная аппроксимация Чебышева имеет более линейную частотную характеристику в полосе фильтрации (согласования) при той же величине спада. Для определения качества аппроксимации используем интегральный квадратичный критерий близости [5], позволяющий определить интегральную ошибку аппроксимации на заданном интервале [*a*; *b*] в виде

$$P_{[a;b]} = \int_a^b \left[M(\omega) - K(\omega)\right]^2 d\omega, \qquad (3)$$

где $M(\omega)$ – эталонная функция на участке [*a*; *b*]; $K(\omega)$ – аппроксимирующая функция, для которой необходимо определить качество аппроксимации.

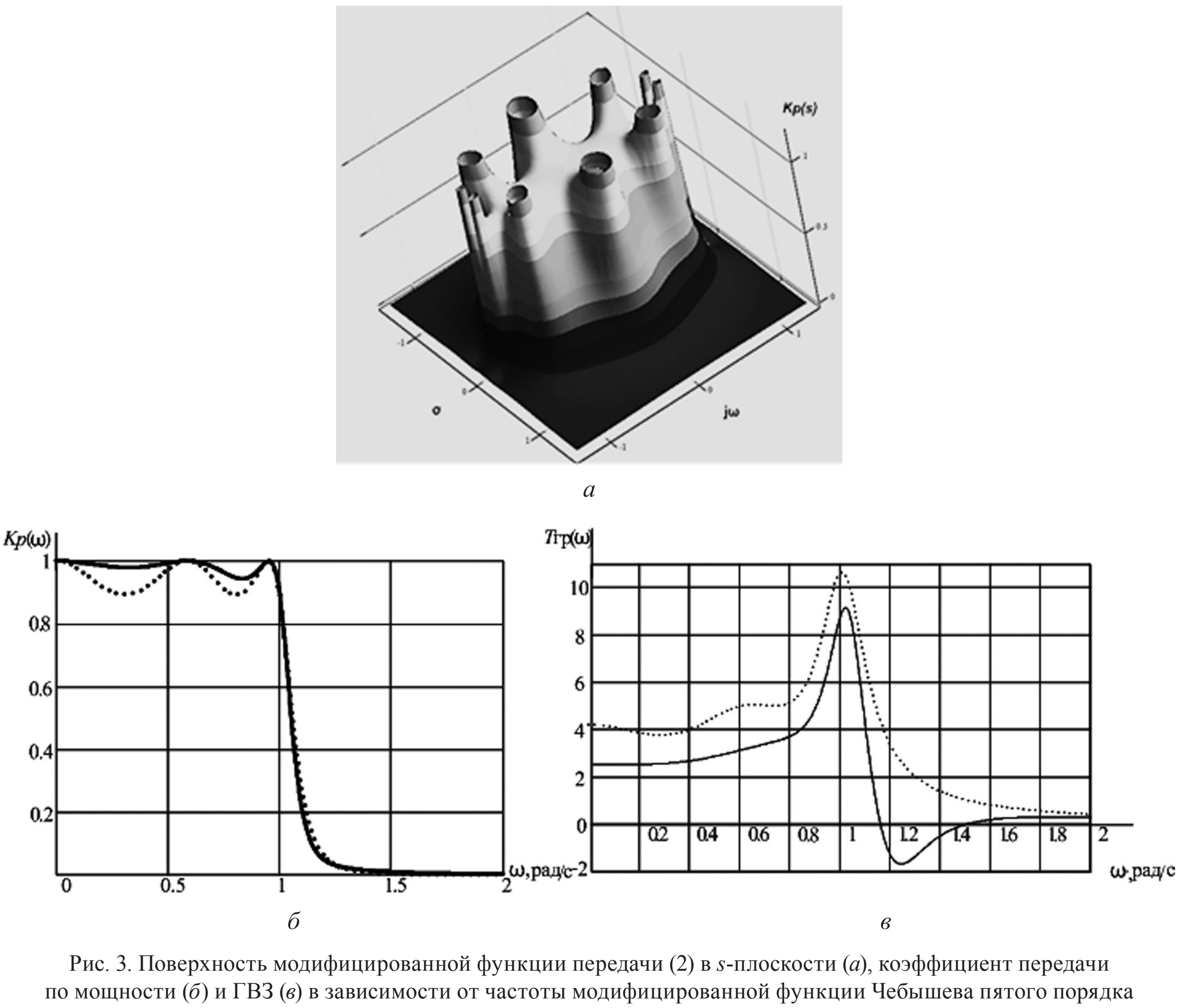


Рис. 3. Поверхность модифицированной функции передачи (2) в s-плоскости (*а*), коэффициент передачи по мощности (*б*) и ГВЗ (*в*) в зависимости от частоты модифицированной функции Чебышева пятого порядка (сплошная линия) в сравнении с классической функцией Чебышева пятого порядка (штриховая линия)

Ошибка аппроксимации (3) модифицированной функции при заданных параметрах составляет 0,014, в свою очередь ошибка классической аппроксимации Чебышева при тех же параметрах равна 0,042, что в несколько раз больше, чем у модифицированной функции.

Результаты сравнения ГВЗ модифицированной аппроксимирующей функции и классической функции. Чебышева представлены на рис. 3, *в*. Для большей наглядности целесообразно проанализировать зависимость величины группового времени запаздывания сравниваемых аппроксимирующих функций от частоты.

Из рис. 3, *б*, *в* можно сделать вывод, что в пределах нормированной полосы пропускания линейность фазовой характеристики для модифицированной функции выше по сравнению с классической аппроксимацией Чебышева.

Таким образом, модифицируя аппроксимирующую функцию, как показано в функции (1), можно заметно снизить искажения фазового спектра сигналов, сохраняя уровень избирательности высоким.

Методика расчета. Рассмотрим методику расчета низкочастотного фильтра на примере модифицированной функции Чебышева (2). Соотношение между коэффициентом отражения и функцией передачи мощности (2) имеет вид

$$K_p(-s^2) = 1 - \rho(s)\rho(-s), \tag{4}$$

где $\rho(s)\rho(-s)$ – функция коэффициента отражения на входе фильтра.

Выделяя полюсы и нули функции $\rho(s)\rho(-s)$ в левой полуплоскости, получаем выражение для $\rho(s)$:

$$\rho(s) = \frac{0,31s + 1,25s^3 + s^5}{0,53 + 1,48s + 2,34s^2 + 2,66s^3 + 1,68s^4 + s^5}. \tag{5}$$

Находим функцию входного сопротивления фильтра:

$$Z_{\text{вх}}(s) = \frac{1-\rho(s)}{1+\rho(s)}, \tag{6}$$

$$Z_{\text{вх}}(s) = \frac{0,53 + 1,17s + 2,34s^2 + 1,41s^3 + 1,68s^4}{0,53 + 1,8s + 2,34s^2 + 3,91s^3 + 1,68s^4 + 2s^5}. \tag{7}$$

Для решения задачи реализации цепи предлагается использовать прямой синтез путем определения системы нелинейных уравнений. Исходными данными для составления данной системы являются входное сопротивление (7) и сопротивление четырехполюсника канонической формы, имеющего порядок аппроксимирующей функции с учетом количества нулей передачи.

Для нахождения сопротивления четырехполюсника канонической формы необходимо задаться структурой цепи, у которой количество плеч совпадает с порядком аппроксимирующей функции. Схема должна иметь лестничную структуру и быть симметричной. Количество нулей передачи определяет число резонансных плеч в синтезируемой цепи. После определения структуры цепи (в данном случае структура представлена на рис. 4) можно вычислить величину сопротивления четырехполюсника. Коэффициенты при переменной s являются искомыми, так как определяются значениями элементов синтезируемой цепи.

Для составления нелинейных уравнений необходимо приравнять значения коэффициентов полинома (6) и полинома сопротивления четырехполюсника.

Таким образом, решая систему нелинейных уравнений, находим значения синтезируемой цепи. Реализация сопротивления (7) дает цепь, представленную на рис. 4, нормированные значения элементов схемы следующие:

$$C_1 = 1,226,\; L_1 = 1,063,\; C_2 = 0,988,\; L_2 = 0,674,\; L_3 = 1,13,\; r = 0,026,\; C_3 = 1,303,\; R_{\text{н}} = 1.$$

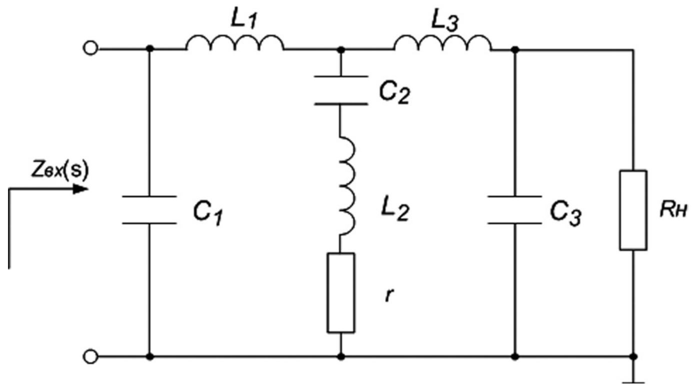


Рис. 4. Каноническая форма цепи для входного сопротивления (7)

Выводы

1. Предложенная модифицированная функция вида (1) имеет ряд достоинств по сравнению с классическими функциями и модификациями зарубежных разработчиков [3]: меньшие неравномерность в полосе согласования (фильтрации), значение ошибки аппроксимации по интегральному критерию, уровень неравномерности (ФЧХ) в полосе согласования (фильтрации).

2. Модифицированная аппроксимирующая функция вида (1) может использоваться для конструирования широкого класса полиномиальных фильтров и широкополосных согласующих цепей по таким критериям, как минимальное искажение сигнала как по фазе, так и по амплитуде и минимальная чувствительность частотной характеристики на тот или иной элемент схемы.

Литература

1. *Garcıa Lamperez A. et al.* // Microwave Symposium Digest, IEEE MTTS International. 2001. Vol. 3. P. 2103–2106.
2. *Hisham L.* // Electrical and Electronic Engineering 2011. Vol. 3, N 1. P. 5–8.
3. *Бойкачев П. В., Филиппович Г. А.* // Вестн. ВАРБ. 2012. № 3(36). С. 63–69.
4. *Бойкачев П. В.* // Вестн. БелГУТ. 2013. № 2(27). С. 42–45.
5. *Ланнэ А.* Оптимальный синтез линейных электрических цепей. М., 1969. С. 37.

P. V. BOIKACHOV

FREQUENCY SELECTIVE AND MATCHING CIRCUITS HAVING IMPROVED LINEARITY CHARACTERISTICS OF GROUP DELAY AND METHODS OF THEIR REALIZATION

Summary

A possibility of increasing the linearity of phase-frequency characteristics in the broadband matching and filtering using a modification of the classical approximation functions is described. The results of the modified Chebyshev approximation function of the fifth order by the maximum group delay linearity and an analysis of the modified fifth-order Chebyshev function and its comparison with the classical fifth-order Chebyshev function under the same conditions are presented. The implementation of the modified fifth-order Chebyshev filter is shown. It is noted that the modified Chebyshev function of order 5 with respect to the classical Chebyshev function has less unevenness in the band matching (filtration), a smaller value of the approximation error on the integral criterion, a lower level of non-uniformity (PFC) in the band of negotiation (filtration).