

МОДЕЛИРОВАНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ С УЛУЧШЕННЫМИ ЧАСТОТНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

С. Ю. Саваськов, В.О. Исаев, П. В. Бойкачев

В статье предлагается новый способ модификации аппроксимирующих функций (АФ), описывающих функцию передачи мощности. Показаны принципы построения АФ. Представлены преимущества и недостатки известных модифицированных АФ. Приведены примеры успешного применения нового метода модификации АФ.

Введение

На сегодняшний день, прогресс в развитии спутниковой и мобильной систем телекоммуникации, а также в радиолокационных системах в значительной степени связан с применением широкополосных и сверхширокополосных сигналов. При обработке таких сигналов супергетеродинным приемником повышаются требования к избирательности и уровню минимальных искажений амплитудного и фазового спектров сигнала. Элементы тракта радиоприемного устройства рис.1, например: 2 – входное устройство, 3 – усилитель высокой частоты, 5 – фильтр промежуточной частоты, 6 – усилитель промежуточной частоты, 8 – усилитель низкой частоты [1], должны вносить минимальные искажения в амплитудный и фазовый спектр сигнала. В традиционной схемотехнике под неискажающим устройством понимается устройство, имеющее равномерную амплитудно-частотную характеристику. Однако, неравномерность фазочастотной характеристики (ФЧХ) может создать более серьезные проблемы на этапе обработки сигналов.

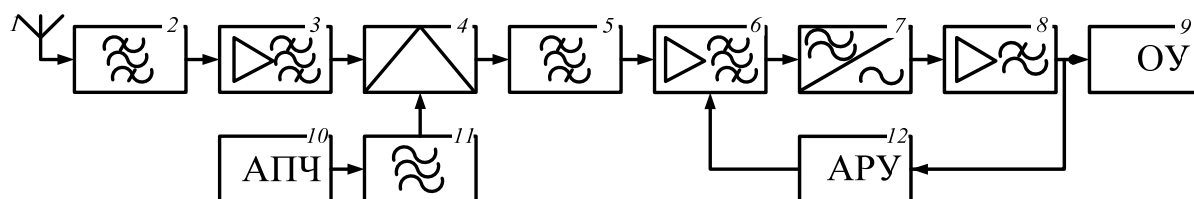


Рис.1. Структурная схема супергетеродинного приемника устройства

Реализация модифицированных аппроксимирующих функций

Для обеспечения высоких требований к трактам обработки сигнала в последние годы стали применять фильтры с модифицированными функциями передачи [2, 3]. В сравнении с классическими АФ предложенные модифицированные функции передачи имеют следующие недостатки:

- большую неравномерность в полосе пропускания;
- меньшее затухание в полосе задержания;
- отсутствие свойства квадратной симметрии;
- большую неравномерность ФЧХ [2].

Предлагается новый вариант модификации аппроксимирующей функции. Аналитическое выражение для прототипа функции передачи имеет следующий вид:

$$K_m(-s^2) = \frac{k^2}{1 + \varepsilon^2 \prod_{q=1}^N (s_q - 1) \frac{\Psi_m(s)\Psi_m(-s)}{\prod_{q=1}^N (s + s_q)}}, \quad (1)$$

где $s = \pm\sigma \pm j\omega$ – комплексная частота;

$\Psi_m(s)$ – аппроксимирующий полином m -го порядка;

ε – коэффициент неравномерности характеристики в полосе пропускания;

s – комплексная частота, на которой функция принимает нулевое значение;

k – коэффициент, не превышающий единицы;

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. Данные нули передачи образованы комплексно – сопряженными парами, расположенными на комплексной плоскости s -переменной. Введение дополнительных нулей передачи не изменяет условия нормировки функции передачи, на границе частоты среза низкочастотного прототипа при $s = 1$ неравномерность частотной характеристики достигает предельного значения, определяемого коэффициентом ε , что совпадает с предельной неравномерностью Чебышевского приближения.

В опубликованных ранее работах [4, 5, 6] нули передачи модифицированных функций располагались только на мнимой оси комплексной плоскости s -переменной, что обеспечивало максимальный уровень спада и равномерность в полосе пропускания амплитудно–частотной характеристики, но ухудшало равномерность ФЧХ. Для увеличения равномерности ФЧХ в полосе пропускания фильтра предлагается использовать четверку комплексно–сопряженных нулей.

Линейность ФЧХ нагляднее описывает групповое время запаздывания (ГВЗ). В [9] приведена зависимость разброса ГВЗ от расположения нулей функции передачи на комплексной плоскости для модифицированной функции Чебышева пятого порядка. Зависимость разброса ГВЗ позволяет определить область расположения вводимых нулей передачи, в которой разброс ГВЗ минимален. Видимая на рисунке пара нулей расположена в районе $\sigma = \pm 0,035$ и $j\omega = \pm 0,96$.

Для значений $\sigma = \pm 0,035$, $j\omega = \pm 0,96$ коэффициент передачи по мощности (a) и ГВЗ (b) от частоты модифицированной функции Чебышева пятого порядка (сплошная линия), в сравнении с классической функцией Чебышева пятого порядка (пунктирная линия), для одинаковых начальных условий будет выглядеть как показано на рис.2.

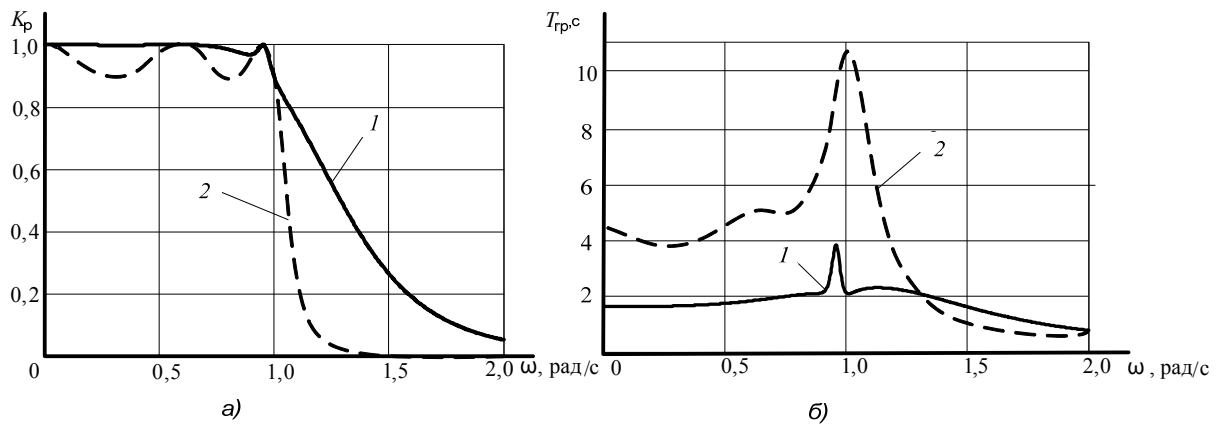


Рис.2. Коэффициент передачи по мощности (а) и ГВЗ (б) от частоты модифицированной функции Чебышева пятого порядка (1), в сравнении с классической функцией Чебышева (2) пятого порядка

Анализ приведенных зависимостей показывает, что модифицированная функция Чебышева пятого порядка уступает классической функции передачи в избирательности, но имеет большую равномерность в полосе фильтрации (согласования) коэффициента передачи и более равномерное и меньшее ГВЗ. Такой вариант фильтра важен в условиях, когда определяющими являются требования линейности фазочастотной характеристики.

Расположение вещественной и мнимой составляющих вводимого нуля передачи влияет на форму обеих характеристик. В этой связи представляет интерес вопрос о возможности улучшения избирательности и одновременного повышения линейности фазочастотной характеристики при использовании модификации. В результате исследования этой возможности было установлено, что этому требованию соответствует четверка нулей $s_0 = \pm 0,018 \pm 1,18j$, в этом случае функция будет иметь более высокую избирательность в полосе от 1 до 1,2 полосы среза, чем классическая функция при $m = 5$, $\epsilon = 0,349$, $k = 1$.

Функция с данными выше начальными условиями в s -плоскости образует поверхность, приведенную на рис.3.(а), а на рис.3.(б) представлено расположение нулей и полюсов на данной плоскости. Сечение показанной поверхности плоскостью $s = j\omega$ представляет собой частотную характеристику передачи мощности, представленную на рис.4.(а): пунктирная линия соответствует классической аппроксимации Чебышева; сплошная линия – модифицированной функции Чебышева. Анализируя кривые на рис.4, можно сделать вывод, что модифицированная аппроксимация Чебышева имеет более линейную частотную характеристику в полосе фильтрации и превосходит в избирательности классическую функцию Чебышева в полосе от 1 до 1,2 частоты среза. Для определения качества аппроксимации используем интегральный квадратичный критерий близости [7]. Данный критерий

позволяет определить интегральную ошибку аппроксимации на заданном интервале $[a; b]$ в виде:

$$P = \int_a^b [M(\omega) - K(\omega)]^2 d\omega, \quad (2)$$

где $M(\omega)$ – эталонная функция на участке $[a; b]$, для нормированных функций равна 1; $K(\omega)$ – аппроксимирующая функция, для которой необходимо определить качество аппроксимации.

Ошибка аппроксимации модифицированной функции при заданных параметрах составляет, $2,881 \cdot 10^{-4}$ в свою очередь ошибка классической аппроксимации Чебышева при тех же параметрах равна $4,528 \cdot 10^{-3}$, что выше более чем на порядок.

Характеристики ГВЗ модифицированной аппроксимирующей функции и классической аппроксимации Чебышева представлены на рис.4.(б).

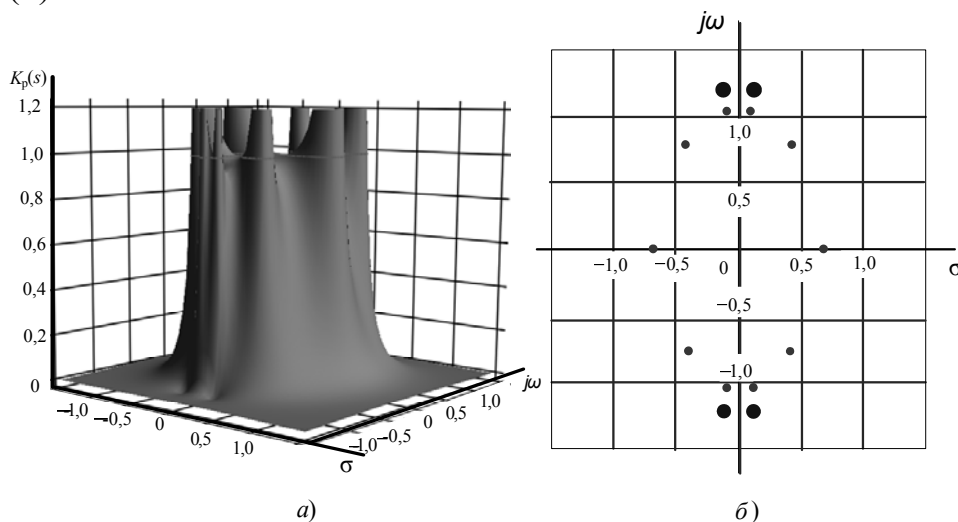


Рис.3. Поверхность модифицированной функции передачи в s -плоскости (а), расположение нулей (крупные точки) и полюсов (мелкие точки) на s -плоскости (б)

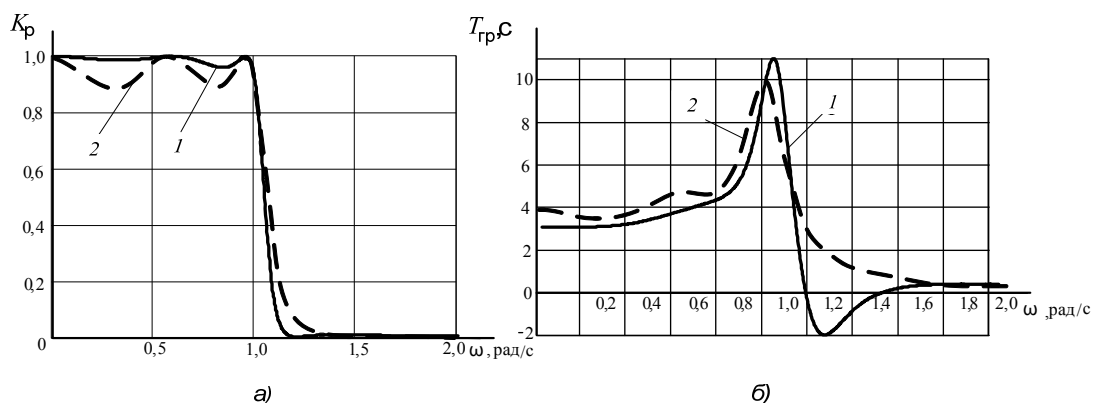


Рис.4. Коэффициент передачи по мощности (а) и ГВЗ (б) от частоты модифицированной функции Чебышева пятого порядка (1), сравнение с классической функцией Чебышева пятого порядка (2)

Анализируя кривые на рис.4, можно сделать вывод, что в пределах нормированной полосы пропускания линейность фазовой характеристики для модифицированной функции выше по сравнению с классической аппроксимацией Чебышева.

Заключение

Таким образом, модифицируя АФ в соответствии с выражением (1), можно заметно снизить искажения фазового спектра сигналов, сохраняя уровень избирательности высоким, что позволяет одновременно уменьшить неравномерность частотной характеристики фильтра в полосе фильтрации, повысить его избирательность и линейность фазочастотной характеристики. Такой результат достигается расположением четверки комплексно-сопряженных нулей модифицированной функции на комплексной плоскости. Ранее отмечалось [4], что используемый способ модификации имеет ряд достоинств по сравнению с известными модификациями [3]. Все это дает основание считать перспективным использование подобного класса фильтров в трактах телекоммуникационной и радиолокационной аппаратуры. Представленные результаты для низкочастотного прототипа с использованием известных частотных преобразований [8] можно применить для получения высокочастотных, полосовых и заграждающих фильтров, обладающих подобными свойствами.

Список литературы

1. Онищук, А.Г. Радиоприемные устройства /А.Г. Онищук, И.И. Забеньков, А.Н. Амелин. –Минск: Новое знание, 2007. – С. 41.
2. SoftwareToolfortheDesignofNarrowBand - passfilters / А. GarciaLamperez [etal.]. – MicrowaveSymposiumDigest, 2001 IEEE–MTT–S International. – 2001. – Vol.3. – P. 2103–2106.
3. Hisham, L. Generalized Chebyshev-like Approximation for Low-pass Filter/ L. Hisham // Electrical and Electronic Engineering. – 2011. Vol.3. – No. 1. – P. 5–8.
4. Шашок, В.Н. Цепи фильтрации с модифицированной нарастающе-волновой функцией передачи / В.Н. Шашок, Г.А. Филиппович //Докл. БГУИР. – 2012. – №6 (68) – С. 69–75.
5. Бойкачев, П.В. Метод модификации аппроксимирующих функций для синтеза фильтров и согласующих цепей./ П.В. Бойкачев, Г.А.Филиппович, //Вестник. ВАРБ. –2012. –№3(36).–С.63-69.
6. Бойкачев, П.В. Широкополосный синтез согласующих устройств на основе модифицированной аппроксимации функции передачи, /П. В. Бойкачев//Вестник.БелГУТ №2(25). 2013.
7. Ланнэ, А. А. Оптимальный синтез линейных электрических цепей / А. А. Ланнэ. М.:Связь, 1969. – С. 37.
8. Карни, Ш. Теория цепей анализ и синтез / Ш. Карни. – М: Связь, 1973. – С.296.

9. Бойкачев, П.В., Филиппович Г.А., Белевич В.Ф., Оптимальный синтез фильтров и согласующих цепей с использованием модифицированных аппроксимирующих функций// «Вестник» ВАРБ №4(45) 2014. – С.169–180.

Саваськов Сергей Юрьевич, курсант учреждения образования Военная академия Республики Беларусь, mr.savaskov@mail.ru

Исаев Владислав Олегович, курсант учреждения образования Военная академия Республики Беларусь, ystasmoz@gmail.com

Бойкачев Павел Валерьевич, доцент кафедры радиолокации и приемо-передающих устройств учреждения образования Военная академия Республики Беларусь, кандидат технических наук, pashapasha.boi@mail.ru