НАХОЖДЕНИЕ АППРОКСИМИРУЮЩИХ ФУНКЦИЙ ЧИСЛЕННЫМ МЕТОДОМ ДЛЯ УВЕЛИЧЕНИЯ РАВНОМЕРНОСТИ ФАЗАЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СОГЛАСУЮЩИХ УСТРОЙСТВ И ФИЛЬТРОВ

Полещук М.И.

Военная академия Республики Беларусь г. Минск, Республика Беларусь

Бойкачев П.В. – доктор техн. наук, доцент

Аннотация. Показана возможность снижения фазовых искажений спектров сигналов во входных трактах на этапе аппроксимации.

Заметный прогресс в технологиях спутниковой и мобильной систем телекоммуникации, а также в радиолокационных системах, в значительной степени связан с применением широкополосных и сверхширокополосных сигналов. Для обработки таких сигналов, к входным трактам радиоприемных устройств предъявляются некоторые требования (например, избирательность и внесение минимальных искажений амплитудного и фазового спектров сигнала). В традиционной схемотехнике неискажающее устройством – устройство, которое имеет равномерную амплитудно-частотную характеристику. Однако стоит отметить, что неравномерность фазочастотной характеристики (ФЧХ) может оказать более серьезные проблемы на этапе обработки сигналов.

Для обеспечения вышеизложенных требований в последние годы стали применять фильтры с модифицированными функциями (МФ) передачи [1, 2]. В сравнении с классическими аппроксимирующими функциями (АФ), модифицированные функции передачи имеют следующие недостатки:

− большая неравномерность в полосе фильтрации;
− меньшее затухание в полосе заграждения;
− отсутствие свойства квадратной симметрии;
− большая нелинейность ФЧХ [**Ошибка! Источник ссылки не найден.**].

Предлагается находить АФ численным методом. Следовательно, аналитическое выражение для прототипа функции передачи (ФП) имеет следующий вид:

$$K_m\left(-s^2\right)=\frac{a_0+a_1s+a_2s^2+...+a_ns^n}{b_0+b_1s+b_2s^2+...+b_ms^m}, \tag{1}$$

где $K_m\left(-s^2\right)$ – АФ описывающая функцию передачи мощности в синтезируемых цепях; $s=\sigma+j\omega$ – комплексная частота; a_0 – коэффициенты числителя полинома аппроксимирующей функции, b_0 – коэффициенты знаменателя полинома аппроксимирующей функции, n − порядок числителя (число вещественных частот, на которых функция принимает нулевое значение; m − порядок знаменателя.

Аппроксимирующая функция (1) отличается от классической функции тем, что, определенным образом, в нее добавляются нули передачи (числитель выражения (1)). Данные нули образованы комплексно-сопряженными парами, расположенными на комплексной плоскости *s*-переменной. Корни числителя и знаменателя (1) должны подчиняться квадрантной симметрии, благодаря чему коэффициенты полинома Гурвица будут являться действительными. В этом случае цепи согласования и фильтрации, с выбранной ФП, будут иметь физическую реализуемость.

В работах [3, 4] нули передачи МФ располагаются только на мнимой оси комплексной плоскости *s*-переменной, что обеспечивает максимальный уровень спада и равномерность в полосе согласования и фильтрации амплитудно-частотной характеристики, но ухудшает линейность фазочастотной характеристики. Для коррекции фазы, а именно улучшения ее линейности в полосе согласования и фильтрации предлагается модифицировать классические АФ таким образом, чтобы нули образовывали комплексно-сопряженную четверку на всей *s*- плоскости, а не только на мнимой оси.

Линейность фазочастотной характеристики нагляднее описывает групповое время запаздывания (ГВЗ). Чем больше величина разброса ГВЗ между минимальным и максимальным значением, тем нелинейность фазы больше. На рисунке 1 приведена зависимость разброса ГВЗ от расположения нулей функции передачи для МФ Чебышева пятого порядка.

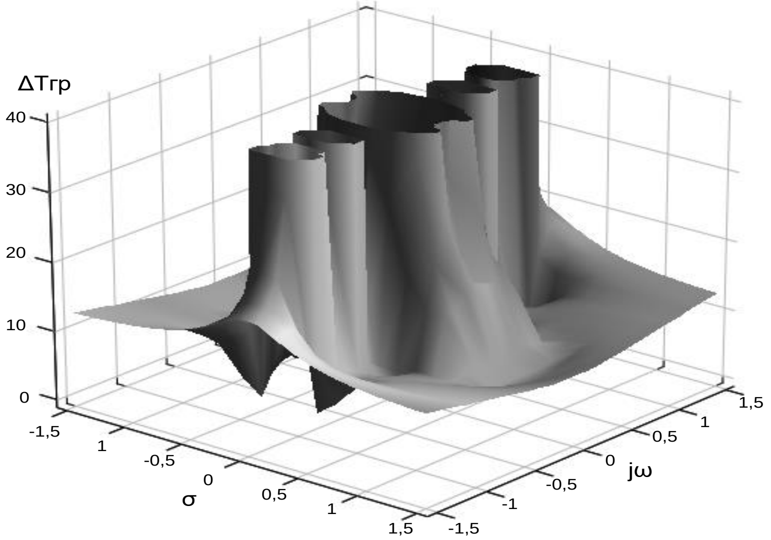
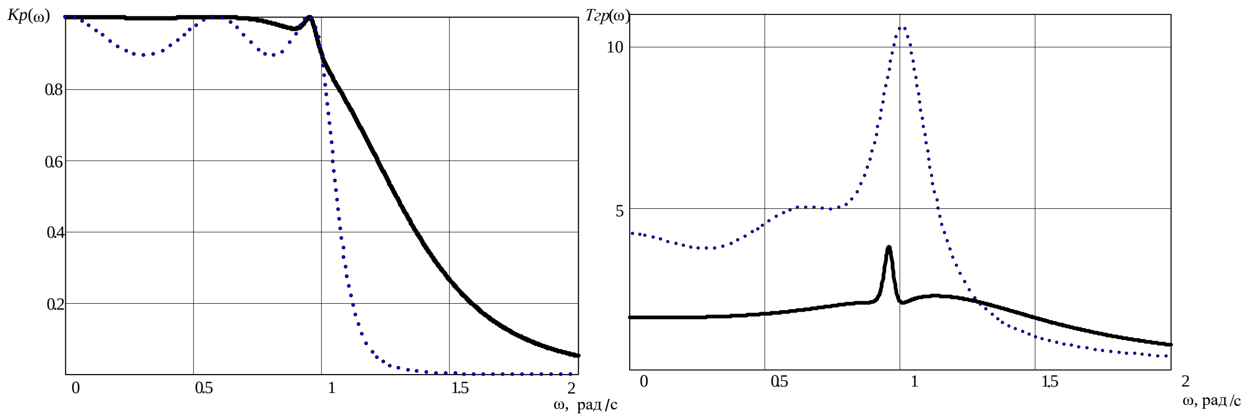


Рисунок 1 – Зависимость разброса ГВЗ от расположения нулей ФП для МФ Чебышева пятого порядка

Зависимость разброса ГВЗ от расположения нулей ФП для МФ Чебышева пятого порядка, представленная на рисунке 1, позволяет определить область расположения вводимых нулей передачи, в которой разброс ГВЗ минимальный. Видимая на рисунке пара нулей расположена в районе σ=±0,035 и jω= ±0,96.

На рисунке 2 представлена зависимость коэффициента передачи по мощности (*а*) и ГВЗ (*б*) от частоты функции (1) (сплошная линия), в сравнении с классической функцией Чебышева пятого порядка (пунктирная линия), для одинаковых начальных условий.



а) б)

Рисунок 2 – Коэффициент передачи по мощности (а) и ГВЗ (б) от частоты функции (1) пятого порядка (сплошная линия) в сравнении с классической функцией Чебышева пятого порядка (пунктирная линия)

Анализ приведенных зависимостей показывает, что функция (1) уступает классической функции передачи в избирательности, но имеет большую равномерность в полосе фильтрации (согласования) коэффициента передачи и более равномерное и меньшее ГВЗ.

Следует отметить, что функция (1) может использоваться для конструирования широкого класса полиномиальных фильтров и широкополосных согласующих цепей по различным критериям, таким как минимизация искажения сигнала, как по фазе, так и по амплитуде, минимизация чувствительности на тот или иной элемент схемы, минимизация вероятности ошибки приема сигнала.

Список использованных источников:

1. Cameron, R. J. Advanced Filter Synthesis / R. J. Cameron // Microwave magazine IEEE. – 2011. –Vol. 12. – P. 42–43.
2. Cameron, R. J. Generation of Transfer and Reflection Polynomials / R. J. Cameron // Microwave magazine IEEE– 2011. – Vol. 12. – P. 46–47.
3. Бойкачев П.В., Филиппович Г.А., Метод модификации аппроксимирующих функций для синтеза фильтров и согласующих цепей / «Вестник» ВАРБ. – №3(36). – 2012.
4. Бойкачев П.В., Филиппович Г.А. Широкополосный синтез согласующих устройств на основе модифицированной аппроксимации функции передачи / «Вестник БелГУТ». – №2(25). – 2013.