

Как видно из рис. 1, б, частотная характеристика модуля коэффициента отражения синтезированного широкополосного трансформатора в УКВ диапазоне (30–60 МГц) имеет равноволновой характер, что согласно минимаксному критерию обеспечивает минимальные потери сигнала в диапазоне рабочих частот при заданном отношении согласуемых сопротивлений. Использование такого трансформатора снижает потери мощности сигнала с 4 % до практически несущественной величины.

Таким образом, применение полиномов Чебышева первого рода четного порядка, модифицированных частотным преобразованием Маттея, позволяет приблизить характеристики широкополосного трансформатора сопротивлений к параметрам идеальной трансформирующей цепи, эффективно решать задачи широкополосного согласования волноводных трактов РТС.

Л и т е р а т у р а

1. Mattei, G. L. Tables for calculating the transformers-resistances as filter of the lower frequencies by Chebyshev / G. L. Mattei // TPIER. – 1964. – N 52 (8). – P. 1003–1028.

ЦИФРОВОЙ БИХ-ФИЛЬТР С ПОВЫШЕННОЙ ЛИНЕЙНОСТЬЮ ФАЗОЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

А. А. Худзик, В. Д. Ходина

*Учреждение образования «Военная академия
Республики Беларусь», г. Минск*

Решена задача синтеза цифрового БИХ-фильтра на основе аналогового прототипа с нарастающе-волновой функцией передачи по методу билинейного преобразования. Приведены частотные характеристики синтезированного фильтра, подтверждающие повышенную линейность его ФЧХ при заданной частотной избирательности.

Ключевые слова: цифровые фильтры, цепи с нарастающе-волновой функцией передачи, метод билинейного преобразования.

Задача реализации основных частотно-избирательных функций в современных радиотехнических системах (РТС) выполняется, как правило, программным способом. Такое решение объясняется рядом существенных преимуществ цифровой фильтрации сигналов в сравнении с аналоговой, основными из которых являются возможность гибкого управления параметрами фильтрации при адаптации систем под различные стандарты обрабатываемых сигналов, высокая точность и стабильность параметров, удобство сопряжения с цифровыми устройствами управления.

При таком решении актуальным остается требование минимизации вносимых частотных искажений цепями фильтрации, особенно при использовании сложных широкополосных сигналов, эффективность применения которых зависит от сохранения их частотной структуры в процессе обработки в радиотехнических трактах. По этой причине наиболее широкое применение в РТС получили цифровые КИХ-фильтры, имеющие линейную фазочастотную характеристику (ФЧХ). Однако данные фильтры при обеспечении высокой частотной избирательности имеют большие порядки, что требуют значительных вычислительных ресурсов. Такое требование не всегда выполнимо при использовании маломощных вычислительных чипов и необходимости обработки сигналов в режиме реального времени, т. е. в течение одного тактового интервала.

Существенно меньшим порядком, а значит, и меньшей вычислительной нагрузкой при той же избирательности, обладают БИХ-фильтры. Однако при таком преимуществе данные фильтры имеют нелинейную ФЧХ. Причем нелинейность характеристики возрастает с увеличением порядка фильтров.

Так как синтез БИХ-фильтров выполняется на основе их аналоговых прототипов, то задачу уменьшения вносимых частотных искажений необходимо решать на начальном этапе выбора исходной аппроксимирующей функции передачи синтезируемого фильтра-прототипа. Для решения вышеприведенной задачи в качестве исходной может быть использована нарастающе-волновая функция передачи, позволяющая синтезировать цепи, частично сочетающая в себе избирательность цепей с равноволновой функцией передачи, оптимально приближенной по виду амплитудно-частотной функции (АЧХ) к идеальному фильтру по критерию Чебышева, и малую нелинейность ФЧХ цепей с максимально плоской функцией передачи, оптимальных по критерию Тейлора [1]. Математическая запись такой аппроксимирующей функции имеет вид:

$$K(-s^2) = \frac{k^2}{1 + \varepsilon^2 (-1)^{n-m} s^{2(n-m)} T_{\text{Cheb}}^2(m, s)},$$

где n – порядок синтезируемого фильтра; $k \leq 1$ – константа, характеризующая уровень передачи ЭДС источника сигнала в нагрузку синтезируемого фильтра-прототипа на частоте $\omega = 0$; $s = \sigma + j\omega$ – комплексная частота; ε – коэффициент неравномерности амплитудно-частотной характеристики синтезируемого фильтра в полосе пропускания; $T_{\text{Cheb}}(m, s)$ – полином Чебышева первого рода порядка m .

Для синтеза БИХ-фильтра, перевода переменной из s - в z -плоскость, используем метод билинейного преобразования функции передачи аналогового фильтра-прототипа [2]. При применении такого метода полосы пропускания, образующиеся в результате перехода, остаются изолированными, в отличие от метода инвариантного преобразования импульсной характеристики. Сжатие частотной оси, характерное для метода билинейного преобразования, учтем предварительной коррекцией исходного значения граничной частоты аппроксимируемой функции передачи аналогового фильтра-прототипа.

Для примера выберем в качестве аппроксимирующей нарастающе-волновую функцию относительно невысокого пятого порядка ($n = 5$). При условии, что $m = 3$, $\varepsilon = 0,349$ (1 дБ) и $k = 1$, такая функция примет вид:

$$K(-s^2) = \frac{1}{-1,952s^{10} - 2,928s^8 - 1,098s^6 + 1}.$$

Данной функции передачи мощности соответствует функция передачи ЭДС источника сигнала в нагрузку:

$$K(s) = \frac{1}{1,39724s^5 + 3,461009s^4 + 5,334445s^3 + 5,261997s^2 + 3,244071s + 1,0}.$$

При заданном выше условии уменьшения вычислительных ресурсов рассмотрим фильтр нижних частот, используемый в трактах приема с системой цифровой обработки в квадратурных каналах. Выберем в примере значение граничной частоты синтезируемого низкочастотного БИХ-фильтра $\omega_{z\Gamma} = 4,398 \cdot 10^6$ рад/с ($f_{z\Gamma} = 0,7 \cdot 10^6$ Гц). Для обеспечения заданного значения граничной частоты цифрового фильтра с учетом частоты дискретизации $f_d = 120 \cdot 10^6$ Гц ($T = 8,333 \cdot 10^{-9}$ с) выполним коррекцию граничной частоты аналогового прототипа, используя выражение:

$$\omega_{s\Gamma} = \frac{2}{T} \operatorname{tg}\left(\frac{\omega_{z\Gamma} T}{2}\right) = \frac{2}{8,333 \cdot 10^{-9}} \operatorname{tg}\left(\frac{4,398 \cdot 10^6 \cdot 8,333 \cdot 10^{-9}}{2}\right) = 4,399 \cdot 10^6 \text{ рад/с.}$$

Так как частота дискретизации достаточно велика и $\omega_{z\Gamma} T \ll 1$, то $\omega_{s\Gamma} \approx \omega_{z\Gamma}$.

Функция передачи низкочастотного аналогового фильтра с денормированной частотой относительно скорректированной граничной частоты примет вид:

$$K(s/\omega_{s\Gamma}) = \frac{1}{8,48 \cdot 10^{-34} s^5 + 9,25 \cdot 10^{-27} s^4 + 6,27 \cdot 10^{-20} s^3 + 2,72 \cdot 10^{-13} s^2 + 7,38 \cdot 10^{-7} s + 1,0}.$$

Подставив вместо переменной s ее z -отображение с использованием выбранного метода билинейного преобразования, с учетом выбранной частоты дискретизации $T = 8,333 \cdot 10^{-9}$ с, получим передаточную функцию БИХ-фильтра с нарастающе-волновой функцией передачи

$$K(z) = \frac{b(0) + b(1)z^{-1} + b(2)z^{-2} + b(3)z^{-3} + b(4)z^{-4} + b(5)z^{-5}}{1 - a(1)z^{-1} - a(2)z^{-2} - a(3)z^{-3} - a(4)z^{-4} - a(5)z^{-5}}, \quad (1)$$

где

$$b(0) = b(5) = 1,414103020044094174 \cdot 10^{-9};$$

$$b(1) = b(4) = 7,070515100220470869 \cdot 10^{-9};$$

$$b(2) = b(3) = 1,414103020044094174 \cdot 10^{-8};$$

$$a(1) = 4,908217443623820558;$$

$$a(2) = -9,638042652217250976;$$

$$a(3) = 9,464637961086217222;$$

$$a(4) = -4,648021857900433891;$$

$$a(5) = 9,306795471351223510 \cdot 10^{-1}.$$

В z -области полученная функция представляет комплексную поверхность. Пересечение данной поверхности цилиндром, основанием которого является единичная окружность $z = e^{j\omega T}$, образует комплексную частотную характеристику синтезируемого БИХ-фильтра. Модуль такого сечения представляет собой кривую, приведенную на рис. 1, а и являющуюся АЧХ фильтра:

$$|K(z)|_{z=e^{j\omega T}} = |K(\omega)|.$$

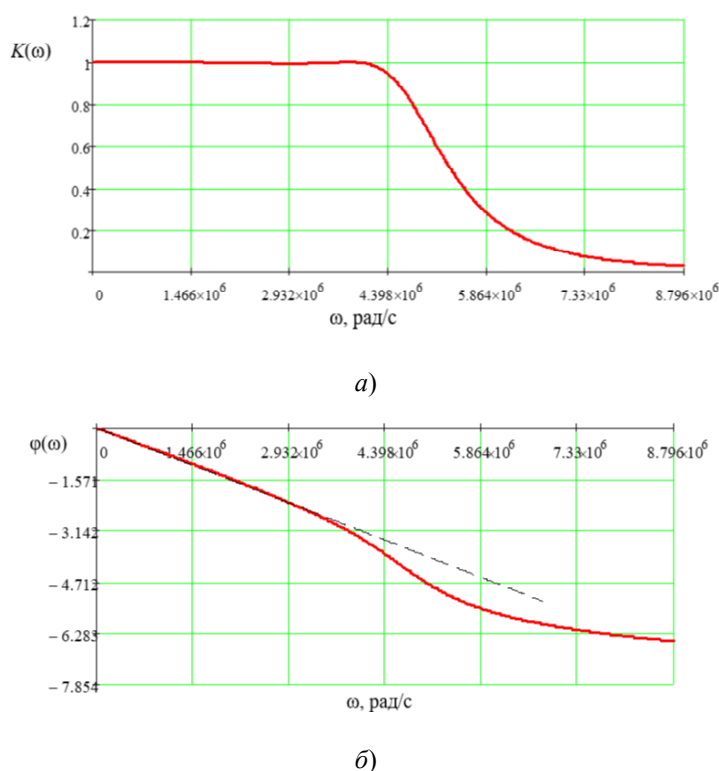


Рис. 1. Амплитудно-частотная (а) и фазочастотная (б) характеристики БИХ-фильтра с функцией передачи (1)

На рис. 1, б также приведена ФЧХ синтезированного БИХ-фильтра, имеющая повышенную линейность в полосе пропускания. Данные характеристики цифрового фильтра соответствуют характеристикам своего аналогового прототипа. Благодаря нарастающе-волновым свойствам функции передачи фильтр частично сочетает свойства повышенной линейности ФЧХ и заданной частотной избирательности цепей с максимально плоской и равноволновой функциями передачи соответственно.

Л и т е р а т у р а

1. Шашок, В. Н. Синтез цепей с нарастающе-волновой функцией передачи / В. Н. Шашок // Доклады БГУИР. – 2011. – № 8 (62). – С. 52–58.
2. Лайонс, Р. Цифровая обработка сигналов : пер. с англ. / Р. Лайонс. – 2-е изд. – М. : Бином-Пресс, 2006. – 656 с. : ил.

ЭКВИВАЛЕНТЫ АНТЕНН И ИХ РАЗВИТИЕ

Е. А. Маныкина, Е. С. Ридецкая

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь», г. Минск

Научный руководитель В. Н. Шашок

Выполнен анализ методов синтеза эквивалентов антенн. Указано, что совместное применение классических методов синтеза эквивалентов антенн с программно-аппаратными средствами позволяет обеспечить высокие требования при решении задач синтеза эквивалентов, используемых в современных и разрабатываемых РТС.

Ключевые слова: метод синтеза цепей, эквиваленты антенн.