

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ С ПЕРЕХОДНЫМИ СВОЙСТВАМИ ФУНКЦИИ ПЕРЕДАЧИ

Шашок В.Н., Коноплицкий А.С.

Военная академия Республики Беларусь, г. Минск, shashokv@gmail.com

Военная академия Республики Беларусь, г. Минск, andrey_konoplizkii@mail.ru

Применение в радиотехнических системах (РТС) различного назначения сложных сигналов позволяет решить целый ряд противоречивых проблем [1]. Однако эффективность применения таких сигналов во многом зависит от степени сохранения их частотной структуры в приеме-передающих трактах РТС. Учитывая, что фазочастотные искажения в большей мере воздействуют на структуру передаваемых сигналов в сравнении с амплитудно-частотными [2], указанные цепи должны обладать повышенной линейностью частотно-фазовой характеристики.

Вид частотной характеристики таких цепей определяется процедурой выбора низкочастотных фильтров, используемых в качестве прототипов при синтезе рассматриваемых цепей. По этой причине целесообразными являются рассмотрение функций передачи фильтров с малыми вносимыми фазовыми искажениями сигналов и на их основе разработка аппроксимирующей функции, обеспечивающей компромиссное решение по сохранению фазочастотной структуры сигналов и требуемой избирательностью.

Несмотря на то, что фильтры Бесселя из-за низкой избирательности не находят практического применения в качестве частотно-избирательных цепей, такие цепи привлекают к себе внимание своими фазочастотными свойствами. Характеристика группового времени запаздывания (ГВЗ) данных фильтров является оптимальной по критерию Тейлора, т. е. является максимально плоской, благодаря чему они широко используются в качестве полиномиальных линий задержки [3].

С учетом указанных свойств интересным представляется компромиссное решение, когда фильтрам Бесселя частично придаются свойства фильтров Баттерворта, обладающих большей частотной избирательностью и имеющих максимально плоскую амплитудно-частотную характеристику (АЧХ). Такое решение позволяет уменьшить фазочастотные искажения сигналов в приеме-передающих трактах РТС при сохранении их частотно-избирательных свойств. Полученные таким образом фильтры называются переходными и они часто являются лучшими для приема тональных посылок в системах связи [4]. В указанном источнике приводится методика синтеза функции передачи переходных фильтров, основанная на определении полюсов искомой функции как промежуточных и находящихся посередине между соответствующими полюсами функции передачи фильтров Бесселя и Баттерворта.

Несомненным достоинством приведенной в [4] методики является простота определения полюсов искомой функции передачи. Однако в настоящее время с развитием средств вычислительной техники и численных методов определения корней полиномов такая задача не является существенной. Вместе с тем данная методика содержит некоторые недостатки. Как видно из (1), искомая функция передачи получена в ненормированном виде и в точке $s=0$ не равна 1. Кроме того, не задана неравномерность функции в полосе пропускания. На частоте $s=1$ функция не соответствует уровню 0,707. Необходимо отметить, что согласно приведенной в [4] методике исходные функции должны иметь одинаковые порядки. Снижает вариативность приведенной функции и то, что исходные функции имеют одинаковые и неизменяемые весовые вклады.

Обращая внимание на то, что функции передачи фильтров Баттерворта и Бесселя в полосе пропускания имеют близкие уровни, а в полосе подавления фильтр Баттерворта вносит значительно большее затухание, выберем исходную функцию Баттерворта большего порядка и с меньшим вносимым весом. В таком случае полученная функция в полосе пропускания в большей мере будет соответствовать функции передачи Бесселя, а в полосе

подавления – функции передачи Баттерворта. Предложенная аппроксимация при этом будет свободна от недостатков, указанных для приведенной в [4] методики, и примет следующий вид записи:

$$K(-s^2) = \frac{k^2}{q(1+(-1)^n s^{2n}) + (1-q) \frac{1}{d_0^2} B^2(cs, m)}, \quad (1)$$

где $B(cs, m)$ – функция Бесселя m -го порядка, нормированная по частоте;

c – коэффициент нормирования по частоте функции передачи фильтра Бесселя, обеспечивающий неравномерность передачи 3 дБ в единичной полосе пропускания;

$k = \frac{R_H}{R_C + R_H}$ – коэффициент, характеризующий уровень передачи ЭДС источника в

нагрузку, в режиме согласования равный 0,5;

n – порядок исходной функции передачи фильтра Баттерворта;

q – весовой коэффициент, принимающий значения от 0 до 1;

$d_0 = \frac{(2m)!}{2^m m!}$ – свободный коэффициент функции Бесселя m -го порядка, нормирующий в

выражении (2) данную функцию.

Коэффициент нормирования c определяется из условия

$$\left| \frac{d_0}{B(cs, m)} \right|_{s=j} = \sqrt{0,5}.$$

При низких порядках функции данный коэффициент может быть определен аналитически, при высоких – для его определения желательно использовать численные методы. Для функции передачи фильтров Бесселя первого, второго и пятого порядков коэффициент нормирования соответственно равен 1, 1,362 и 2,427.

Предложенная функция (1) содержит в себе компоненты исходных функций, вес которых определяется коэффициентом q . При выбранном, как и в предыдущем примере, условии, а именно, исходных функциях второго порядка, коэффициентах $k=1$, $q=0,5$ и неравномерности в полосе пропускания 3 дБ, функция передачи мощности переходного фильтра-прототипа примет вид:

$$K(-s^2) = \frac{1^2}{0,5(1+s^4) + (1-0,5) \frac{1}{3^2} \left[(1,362s)^2 + 3 \cdot 1,362s + 3 \right] \left[(-1,362s)^2 + 3(-1,362s) + 3 \right]} = \frac{1}{0,691009s^4 + 0,309038s^2 + 1}. \quad (2)$$

Функции передачи мощности (1) соответствует функция передачи ЭДС источника сигнала в нагрузку

$$K(s) = \frac{k}{h p(s)}, \quad (3)$$

где $p(s)$ – полином Гурвица, образованный полюсами функции (1), лежащими в левой части s -плоскости;

h – коэффициент нормирования функции передачи по уровню.

Так как коэффициент при старшем члене полинома Гурвица равен 1, то коэффициент h определяется как корень из коэффициента при старшем члене полинома числителя функции передачи по мощности (2), т.е.:

при $n > m$

$$h = \sqrt{|q|}; \quad (4)$$

при $n = m$

$$h = \sqrt{|q| + (1-q) \frac{(-1)^m (d_m c)^{2m}}{d_0^2}};$$

при $n < m$

$$h = \sqrt{(1-q) \frac{(-1)^m (d_m c)^{2m}}{d_0^2}},$$

где d_m – коэффициент при старшем члене функции Бесселя m -го порядка.

Например, при $n = m = 2$ коэффициент $h = 0,831269$.

Как отмечалось выше, достоинствами предложенной аппроксимации являются возможности определения переходного вида от исходных функций различных порядков и учета их весового вклада. Выберем в качестве примера исходную функцию передачи Баттерворта 5-го порядка с весовым коэффициентом $q = 0,1$, а вторую исходную функцию, как и в предыдущем примере, 2-го порядка. При таких условиях выражение (1) примет вид:

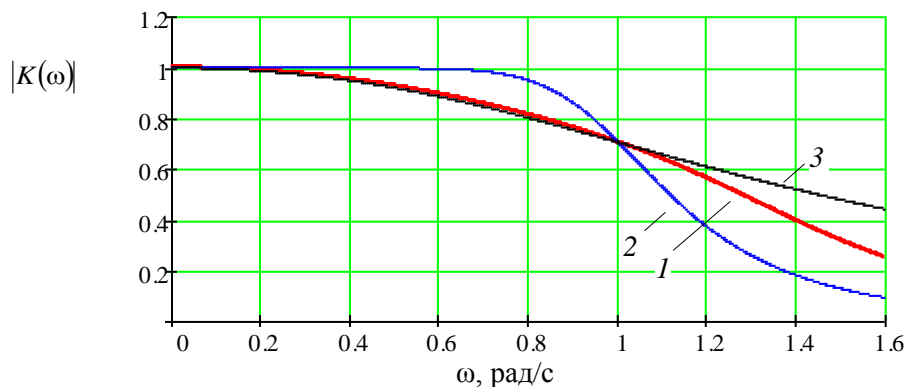
$$\begin{aligned} K(-s^2) &= \frac{1^2}{0,1(1-s^{10}) + (1-0,1) \frac{1}{3^2} [(1,362s)^2 + 3 \cdot 1,362s + 3] [(-1,362s)^2 + 3(-1,362s) + 3]} = \\ &= \frac{1}{-0,1s^{10} + 0,343816s^4 - 0,556268s^2 + 1}. \end{aligned}$$

В соответствии с (4) и (5) данной функции соответствует функция передачи ЭДС источника в нагрузку

$$K(s) = \frac{1}{\sqrt{0,1(s^5 + 4,268457s^4 + 9,109862s^3 + 11,82095s^2 + 8,962418s + 3,162278)}}. \quad (5)$$

Вид АЧХ и характеристики группового времени запаздывания цепей с функцией передачи (5) и исходными функциями показаны на рисунке 1.

a)



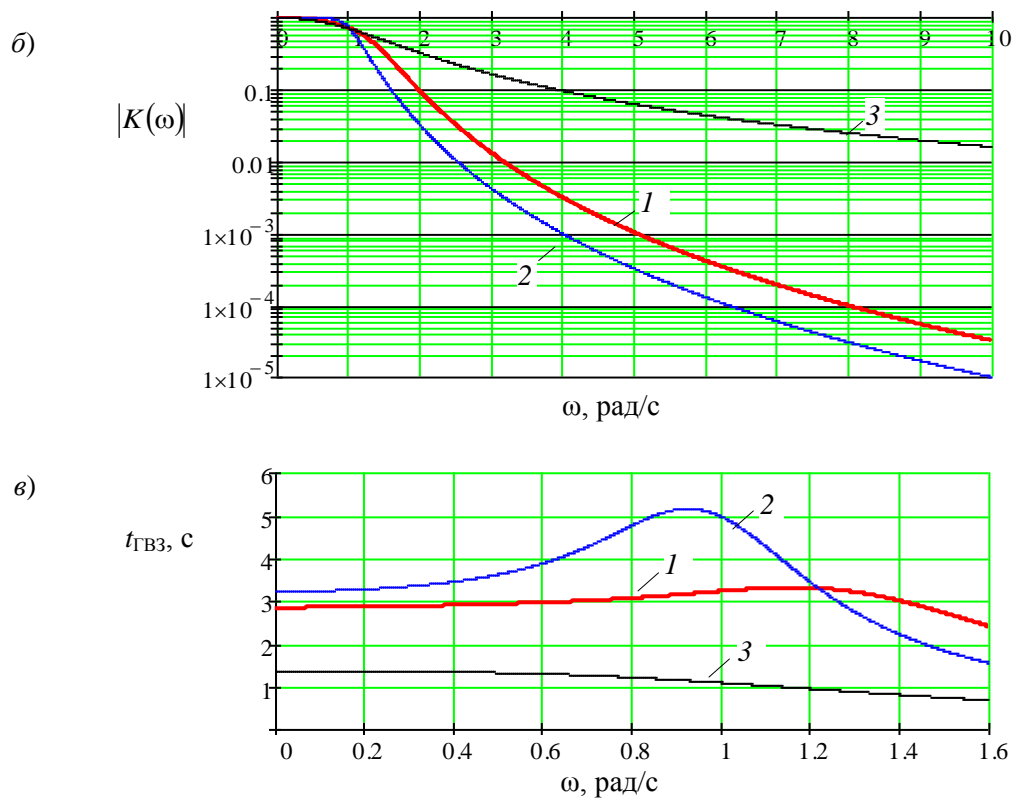


Рисунок 1 – АЧХ в полосе пропускания и переходной области (а), полосе подавления (б) и характеристика ГВЗ (б) фильтров-прототипов с функциями передачи (5) (1), максимально плоской (2) и с функцией Бесселя (3)

Свойства предлагаемой аппроксимирующей функции (1) могут быть реализованы не только при проектировании рассредоточенных цепей, но и при конструировании СВЧ-фильтров. На практике наиболее широко используется методика синтеза СВЧ-фильтров, основанная на расчете эквивалентных схем фильтров на сосредоточенных элементах с последующей заменой их элементами с распределенными параметрами [5]. Рассмотрим в качестве примера функцию передачи (5).

Для реализации элементов синтезируемого фильтра в СВЧ-диапазоне выбраны отрезки микрополосковых линий. Применение таких линий позволяет обеспечить наибольший выигрыш в размерах и стоимости фильтра по сравнению с другими типами фильтров [6]

Относительно простым способом реализации фильтров нижних частот в СВЧ диапазоне является использование чередующихся отрезков линий с высоким z_B и низким z_H волновым сопротивлением [7].

Применение коротких линий передачи с высоким волновым сопротивлением z_B позволяет реализовать последовательно включенные в схеме ФНЧ индуктивности, а с низким волновым сопротивлением z_H – параллельно включенные емкости. Типичными значениями являются $z_B=100-150$ Ом и $z_H=10-15$ Ом [8].

В качестве материала подложки для построения фильтра на микрополосковых линиях выберем высококачественный диэлектрик Rogers серии RO3003 (PTFE) толщиной 0,75 мм, имеющий относительную диэлектрическую постоянную $\epsilon_r=3,0$ и тангенс угла диэлектрических потерь 0,0013 на частоте 1,4 ГГц [8].

По выражениям представленные в работе [9] определены фазовые постоянные высокоомной и низкоомной линий равных $\beta_B=45,011$ рад/м и $\beta_H=48,514$ рад/м, при

$\omega_{норм} = 8,792$ рад/с соответственно. Таким образом, длины отрезков реализующих индуктивности СВЧ фильтра, равны $l_1 = 2,019$ мм, $l_3 = 9,743$ мм и $l_5 = 23$ мм. Длины отрезков, реализующих емкости фильтра равны $l_2 = 4,33$ мм, $l_4 = 7,387$ мм.

С учетом полученных геометрических размеров микрополосковых отрезков топологическая схема синтезируемого СВЧ-фильтра примет вид, представленный на рисунке 2, а. Для включения фильтра в коаксиальную линию применены коаксиально-микрополосковые волноводные переходы [10]. Вид полученной АЧХ представлен на рисунке 2, б.

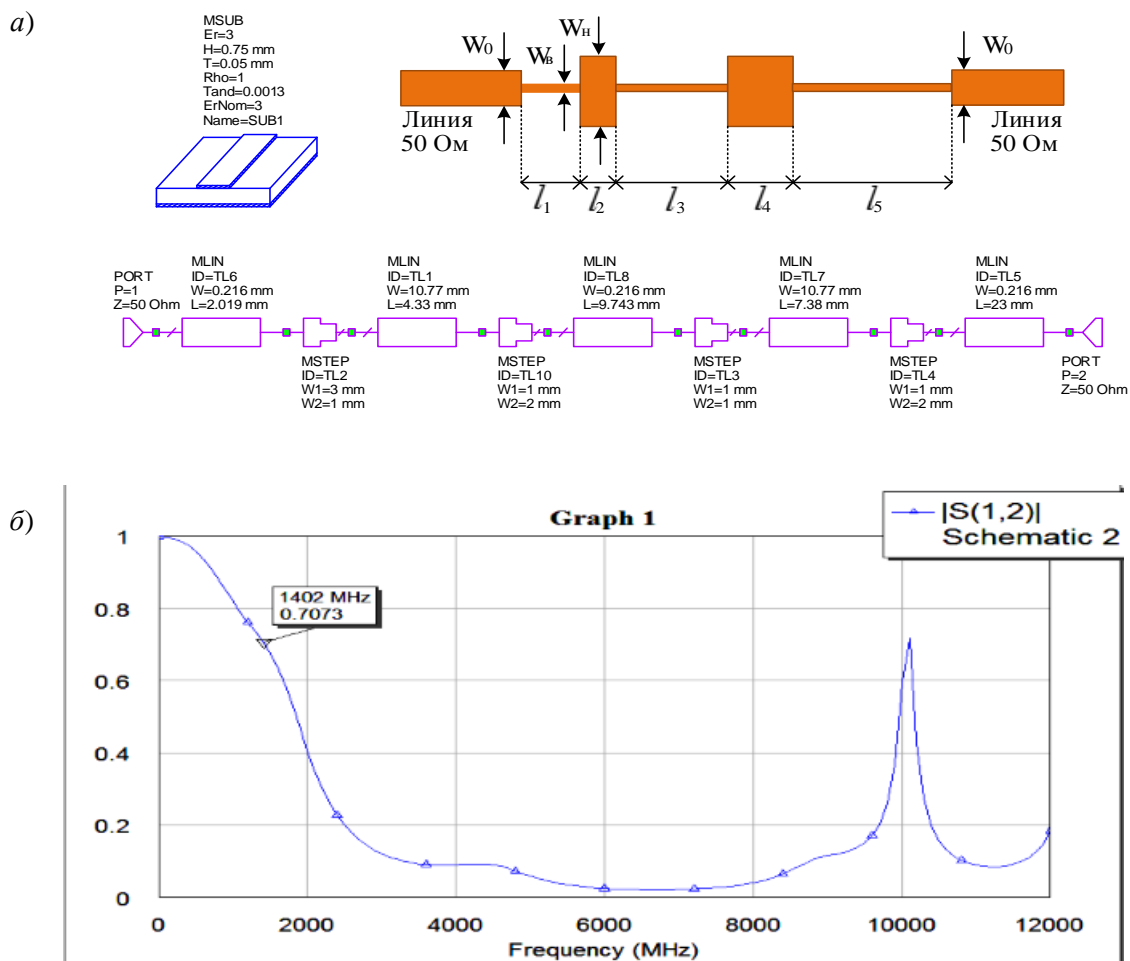


Рисунок 2 – Топологическая схема (а) и амплитудно-частотная характеристика в линейном масштабе (б) фильтра СВЧ-диапазона на микрополосковых линиях с функцией передачи прототипа (б)

Необходимо отметить, что задача повышения равномерности характеристики ГВЗ может быть решена и путем использования нарастающе-волновой функции передачи [11]. Данная аппроксимация применяется при необходимости совместного обеспечения большого внеполосного затухания, сравнимого с вносимым затуханием фильтров Чебышева. Такая задача решается путем перераспределения частотных свойств синтезированных цепей в полосе пропускания, что позволяет использовать только часть, хотя и большую, полосы пропускания. Предложенный в данной работе способ аппроксимации дает возможность обеспечить равномерность ГВЗ во всей полосе пропускания при меньшем вносимом внеполосном затухании, сопоставимом с затуханием фильтров Баттерворта.

Таким образом, синтез частотно-избирательных цепей с переходными свойствами на основе функций передачи фильтров Баттерворта и Бесселя предложенным в работе способом

позволяет решить задачу компромиссного обеспечения равномерности характеристики ГВЗ и требуемой частотной избирательности. Предложенный способ аппроксимации позволяет задаваться полосой пропускания синтезируемых цепей, более вариативно учитывать требования конкретной решаемой задачи.

Литература

1. Гантмахер, В. Е. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка / В. Е. Гантмахер, Н. Е. Быстров, Д. В. Чеботарев. – СПб. : Наука и Техника, 2005. – 400 с. : ил.
2. Лезин, Ю. С. Введение в теорию и технику радиотехнических систем : учеб. пособие для вузов / Ю. С. Лезин. – М. : Радио и связь, 1986. – 280 с. : ил.
3. Улахович, Д. А. Основы теории линейных электрических цепей : учеб. пособие / Д. А. Улахович – СПб. : БХВ-Петербург, 2009. – 816 с. : ил.
4. Лэм, Г. Аналоговые и цифровые фильтры / Г. Лэм; пер. с англ. под ред. В. Л. Левина, М. Н. Микшица, И. Н. Теплюка. – М., Мир, 1982. – 594 с.
5. Hong, J.-S. Microstrip Filters for RF / Microwave Applications / J.-S. Hong, M. J. Lancaster. – New York; Chichester; Weinheim; Brisbane; Singapore; Toronto: John Wiley&Sons, 2001. – 488 p.
6. Волгов, В. А. Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры / В. А. Волгов. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Энергия, 1977. – 656 с.: ил.
7. Румянцев, К. Е. Прием и обработка сигналов: Сборник задач и упражнений: учеб. пособие для вузов / К. Е. Румянцев. – М.: Академия, 2006. – 368 с.
8. Bahl, I. J. A Designer's Guide to Microstrip Line / I. J. Bahl, D. K. Trivedi // *Microwaves*. – May 1977. – P. 174–182.
9. Коноплицкий, А. С. Частотные искажения широкополосных сигналов в приемо-передающих трактах радиотехнических систем: маг. дис.: 1.39.80.02 / А.С. Коноплицкий. – Минск, 2018. – 94 с.
10. Holzman, E. Essentials of RF and Microwave Grounding / E. Holzman. – Boston; London: Artech House, 2006. – 226 p.
11. Частотно-избирательные цепи с нарастающе-волновой функцией передачи: моногр./ В.Н. Шашок. – Минск: ВА РБ, 2018. – 195 с.