

РЕАЛИЗАЦИЯ МОДИФИЦИРОВАННЫХ ФУНКЦИЙ ПУТЁМ ПРЯМОГО СИНТЕЗА ЧЕТЫРЁХПОЛЮСНИКА КОНАНИЧЕСКОЙ ФОРМЫ

М. А. Янцевич, П. В. Бойкачёв, А. А. Свириденко

Кафедра радиолокации и приёмо-передающих устройств, Военная академия Республика Беларусь

Минск, Республика Беларусь

E-mail: yantsevich.mikhail@mail.ru

Показан метод прямого синтеза фильтров и согласующих цепей путем решения системы нелинейных уравнений.

Заметный прогресс в технологии спутниковой и мобильной систем телекоммуникации в значительной степени связан с новыми разработками электрических фильтров и согласующих цепей. Основные усилия разработчиков этих элементов в последние два десятилетия были направлены на повышение их избирательности, снижение спектральных искажений сигналов при минимальных весогабаритных показателях. Одним из направлений этих усилий стало появление новых математических функций, аппроксимирующих частотные характеристики фильтров и согласующих цепей (модифицированные функции). Существенной особенностью этих функций является наличие нулей передачи в области частот, примыкающей к полосе пропускания (built-in transmission zeros) [1][2]. Наряду со всеми достоинствами при использовании таких функций возникают некоторые проблемы на этапе их реализации, а именно на этапе синтеза. Нахождение четырехполосника канонической формы классическими методами, используя модифицированные функции, становится затруднительным ввиду значительного усложнения математических расчетов. Для решения этой задачи предлагается использовать прямой синтез путем решения системы нелинейных уравнений. Исходными данными для составления системы уравнений является входное сопротивление, полученное по аппроксимирующей функции (1) и сопротивление четырехполосника канонической формы имеющего порядок аппроксимирующей функции с учетом количества нулей передачи (2).

$$Z_{\text{вх}, \text{п}}(s) = \frac{a_0 + a_1s + a_2s^2 + a_3s^3 + \dots + a_ns^n}{b_0 + b_1s + b_2s^2 + b_3s^3 + \dots + b_ns^n}. \quad (1)$$

где: n - порядок аппроксимирующей функции; Для нахождения сопротивления четырехполосника 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. Примеры составления цепей пятого порядка представлены на рисунке 1.

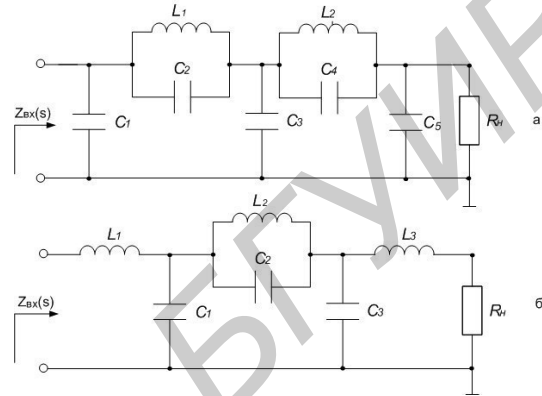


Рис. 1 - Примеры составления цепей пятого порядка а- два нуля передачи, б- один ноль передачи.

После определения структуры цепи можно определить сопротивление четырехполосника. Коэффициенты при переменной s являются искомыми, так как они определяются значениями элементов синтезируемой цепи.

$$Z_{\text{вх}, \text{п}}(s) = \frac{a_{0\text{ц}} + a_{1\text{ц}}s + a_{2\text{ц}}s^2 + a_{3\text{ц}}s^3 + \dots + a_{n\text{ц}}s^n}{b_{0\text{ц}} + b_{1\text{ц}}s + b_{2\text{ц}}s^2 + b_{3\text{ц}}s^3 + \dots + b_{n\text{ц}}s^n}. \quad (2)$$

Для составления нелинейных уравнений необходимо приравнять коэффициенты полиномов (1) и (2).

$$a_{0\text{ц}} = a_0, a_{1\text{ц}} = a_1, a_{2\text{ц}} = a_2, a_{3\text{ц}} = a_3, \dots, a_{n\text{ц}} = a_n$$

$$b_{0\text{ц}} = b_0, b_{1\text{ц}} = b_1, b_{2\text{ц}} = b_2, b_{3\text{ц}} = b_3, \dots, b_{n\text{ц}} = b_n \quad (3).$$

Таким образом, решая систему нелинейных уравнений, мы находим значения синтезируемой цепи. Рассмотрим пример расчета ФНЧ. Для придания частотной характеристике высокой линейности, а так же решение задачи уменьшения группового времени запаздывания, предлагается использовать в качестве аппроксимирующих полиномы Лежандра. В общем случае функция передачи по мощности с аппроксимирующими полиномами Лежандра имеет вид:

$$K_m(-s)^2 = \frac{k \prod_{q=1}^n (s_q^2 - s^2)^2}{\prod_{q=1}^n (s_q^2 - s^2)^2 + \varepsilon^2 \prod_{q=1}^n (s_q^2 - 1)^2 P_{l_g}^2}. \quad (4)$$

где $P_{l_g}^2$ - корректирующий полином Лежандра; s - координаты вводимых нулей передачи. Для

реализации фильтра необходимо задаться требованиями к частотной характеристике реализуемого фильтра. Частота среза 50 МГц, порядок фильтра не должен превышать 7-й, затухание на частоте $1,2\omega_c$ должно составлять не менее 30 дБ, а на частоте $1,4\omega_c$ не менее 55 дБ, неравномерность в полосе фильтрации не должна превышать 0,5 дБ. Функция передачи мощности имеет вид:

$$K_p(s) = \frac{3,84 - 3,92s^2 + s^4}{A + B} \quad (5)$$

где $A = 3,84 + 0,942s^2 - 86,52s^4 + 586,36s^6$; $B = -1852s^8 + 2978,8s^{10} - 2359,94s^{12} + 730,46s^{14}$. Соотношение между коэффициентом отражения и функцией передачи мощности имеет вид:

$$\rho(s)\rho(-s) = 1 - K(-s^2). \quad (6)$$

Выделяя полюса и нули функции (6) в левой полуплоскости, получаем выражение для $\rho(s)$. После того, как произведена процедура факторизации коэффициента отражения, можно определить функцию входного сопротивления [7]:

$$Z_{вх}(s) = \frac{1 + 4,2s + 14,3s^2 + 17,3s^3 + 33,2s^4 + 14,2s^5 + 19,8s^6}{1 + 6,5s + 14,3s^2 + 37,5s^3 + 33,2s^4 + 58s^5 + 19s^6 + 27,5s^7}. \quad (7)$$

Очередным этапом синтеза, является определение структуры цепи. После определения структуры цепи (в данном случае структура представлена на рисунке 2), можно определить величину сопротивления четырехполюсника (8). Для решения задачи реализации цепи предлагается использовать прямой синтез путем определения системы нелинейных уравнений. Исходными данными для составления системы нелинейных уравнений являются входное сопротивление (7) и сопротивление четырехполюсника канонической формы, имеющего порядок аппроксимирующей функции с учетом количества нулей передачи (8).

$$Z_{цепи}(s) = \frac{A_0 + A_1s + A_2s^2 + A_3s^3 + A_4s^4 + A_5s^5 + A_6s^6}{B_0 + B_1s + B_2s^2 + B_3s^3 + B_4s^4 + B_5s^5 + B_6s^6 + B_7s^7}. \quad (8)$$

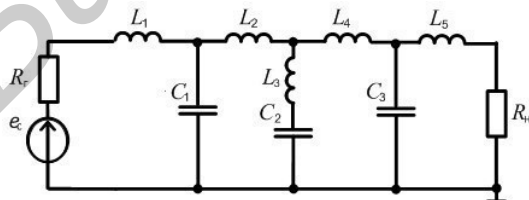


Рис. 2 – Каноническая форма цепи для входного сопротивления (8)

Для составления нелинейных уравнений необходимо приравнять значения коэффициентов полинома (7) и полинома сопротивления четырехполюсника (8). Система нелинейных уравнений будет иметь вид:

$A_0 = 1; A_1 = 4,2; A_2 = 14,3; A_3 = 17,3; A_4 = 33,2; A_5 = 14,2; A_6 = 19,8; B_0 = 1; B_1 = 6,5; B_2 = 14,3; B_3 = 37,5; B_4 = 33,2; B_5 = 58; B_6 = 19; B_7 = 27,5$; Решая систему нелинейных уравнений, известными методами [2], можно найти значения элементов синтезируемой цепи. Нормированные значения элементов схемы следующие: $C_1 = 1,563; C_2 = 1,133; C_3 = 1,563; L_1 = 1,39; L_2 = 1,865; L_3 = 0,45; L_4 = 1,865; L_5 = 1,39; R = 1$; Денормировка элементов на заданную частоту производится с использованием следующих соотношений:

$$C = \frac{C_{норм}(s)}{2\pi f_0 R}, L = \frac{L_{норм}(s)}{2\pi f_0 R} \quad (9)$$

где f_0 – частота среза фильтра, R – активное сопротивление нагрузки. Выполнив указанную замену и расчет на частоту среза 50 МГц, получаем принципиальную схему фильтра, показанную на рисунке 3.

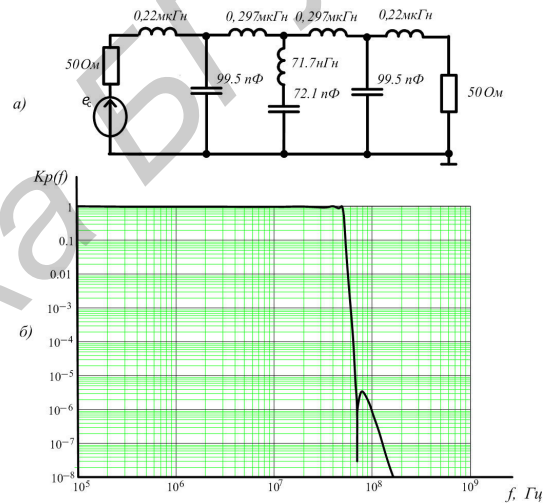


Рис. 3 – Принципиальная схема и ее частотная характеристика

Анализируя частотную характеристику цепи можно сделать вывод, что фильтр удовлетворяет указанным требованиям, частота среза 50 МГц, порядок фильтра 7-й, затухание на частоте $1,2\omega_c$ составляет не менее 30 дБ, на частоте $1,4\omega_c$ 55 дБ, неравномерность в полосе фильтрации не превышает 0,5 дБ. Таким образом, применение метода неопределенных коэффициентов, позволило решить задачу, по нахождению параметров фильтров с модифицированными аппроксимирующими функциями, что до настоящего времени было затруднительно, а для сложных функций невозможно.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Cameron, R. J. Advanced Filter Synthesis / R. J. Cameron/Microwave magazine IEEE – 2011. – Vol. 12, № 12. – P. 42–43.
2. Бойкачев П.В., Филиппович Г.А., Метод модификации аппроксимирующих функций для синтеза фильтров и согласующих цепей / «Вестник» ВАРБ №4(37) 2012.