

Динамические характеристики полосового фильтра на основе НКЛФ

Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М.

Муромский институт Владимирского государственного университета
602264, г Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23
E-mail: rt@mivlgu.ru

Получены выражения динамических характеристик фильтра, аппроксимированного на основе непрерывных кусочно-линейных функций. Рассмотрены характеристики фильтра при двух входных воздействиях.

Expressions of dynamic characteristics of the filter approximated on the basis of continuous piecewise-linear functions are obtained. Filter characteristics are considered for two input effects.

Комплексная передаточная функция (КПФ) фильтра $H(j\omega)$ задана в виде функции частоты ω . На вход фильтра воздействует сигнал $f_{ex}(t)$, где t – время. Спектр сигнала $S_{ex}(j\omega)$. Тогда спектр отклика фильтра

$$S_{вых}(j\omega) = S_{ex}(j\omega) \cdot H(j\omega). \quad (1)$$

Выходной сигнал во временной форме может быть найден посредством обратного преобразования Фурье $f_{вых}(t) \leftarrow S_{вых}(j\omega)$. Однако при сложной форме спектральной плотности $S_{вых}(j\omega)$, расчет $f_{вых}(t)$ в общем случае требует громоздких преобразований. Рассматриваемый метод позволяет получать более удобные при исследовании, аналитические выражения динамических характеристик (ДХ) фильтров.

Для нахождения временной функции $f_{вых}(t)$ достаточно использовать [1] либо действительную $S_{вых1}(\omega)$, либо мнимую часть $S_{вых2}(\omega)$.

Аппроксимация составляющих $S_{вых1}(\omega)$ либо $S_{вых2}(\omega)$ на основе непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) трапецеидальной формы позволяет избежать решения трудоемких интегралов. В общем виде выражения ДХ при аппроксимации множеством трапецеидальных НКЛФ аналогичных по форме [1], примут вид:

$$f_1(t) = f_{ex}(t) \cdot H(0) + \frac{2}{\pi} \sum_{i=0}^{N-1} a_{0i} \omega_i \frac{\sin \omega_i t}{\omega_i t} \frac{\sin \Delta_i t}{\Delta_i t}; \quad (2)$$

$$f_2(t) = f_{ex}(t) \cdot H(0) + \frac{2}{\pi} \sum_{i=0}^{N-1} b_{0i} \omega_i \frac{\cos \omega_i t}{\omega_i t} \frac{\sin \Delta_i t}{\Delta_i t}, \quad (3)$$

где a_{0i} , b_{0i} – высота i -й трапеции $S_{вых1,2}(\omega)$, ω_i , Δ_i – центральная частота и полоса частот наклонного бедра i -й трапеции соответственно, $H(0)$ – коэффициент передачи фильтра по постоянному току, N – число трапеций.

Применим (2), (3) к расчету ДХ полосового фильтра с комплексной передаточной функцией (КПФ) $H(j\omega) = H_1(\omega) - jH_2(\omega)$, аппроксимировав КПФ с помощью НКЛФ

$\tilde{H}(j\omega) = \tilde{H}_1(\omega) - j\tilde{H}_2(\omega)$ (рис. 1). Сплошной линией на рис. 1 показана аппроксимация действительной или мнимой части КПФ $\tilde{H}_{1,2}(\omega)$, пунктиром - $H_{1,2}(\omega)$ реального полосового фильтра. Здесь ω_m – центральная частота полосы пропускания (ПП) фильтра, Δ – ширина ПП по уровню 0,5.

Определим коэффициенты аппроксимации и получим ДХ фильтра для входных сигналов вида: дельта-функция первого порядка и одиночный прямоугольный импульс.

1) Входной сигнал фильтра – δ -функция 1-го порядка, $s_{\text{вх}}(t) = \delta(t) = \begin{cases} \infty, t = 0 \\ 0, t \neq 0 \end{cases}$. С учетом по-

стоянства спектральной плотности δ -функции во всем диапазоне частот и кусочной линейности аппроксимированной КПФ, спектральная плотность выходного сигнала фильтра (1) также будет кусочно-линейной. Для расчета динамической характеристики, ограничимся числом аппроксимирующих трапеций $N=2$ (по числу линейных участков). Тогда коэффициенты аппроксимации примут значения $a_{00} = b_{00} = 0,841$, $a_{01} = b_{01} = -0,841$, $\Delta_i = \Delta = \text{const}$, $\omega_0 = \omega_m - \Delta$, $\omega_1 = \omega_m + \Delta$. ДХ фильтра при $\omega_m = 1\text{c}^{-1}$ и $\Delta=0,1$ представлены на рис. 2.

При уменьшении ширины ПП форма выходного сигнала фильтра приближается к синусоидальной, так как сужается полоса частот выходного сигнала.

Так как при расчете характеристик упрощенно полагали $H_1(\omega) = H_2(\omega)$, то ДХ $f_2(t)$ опережают по фазе $f_1(t)$ на $\pi/2$. При расчете конкретного фильтра следует учитывать его фазовые характеристики.

2) Входной сигнал фильтра – одиночный прямоугольный импульс $s_{\text{вхпр}}(t) = \begin{cases} 1, t \in [-\tau_u/2; \tau_u/2] \\ 0 \end{cases}$, $\tau_u = 2\pi/\omega_m$. Так как спектральная плотность выходного сигнала

фильтра нелинейная, необходимо увеличить число аппроксимирующих трапеций. Для $\omega_m = 1\text{c}^{-1}$, $N=20$ получены ДХ при $\Delta=1; 0,1; 0,01$. Характер ДХ при уменьшении ПП Δ тот же, что и при воздействии δ -функции.

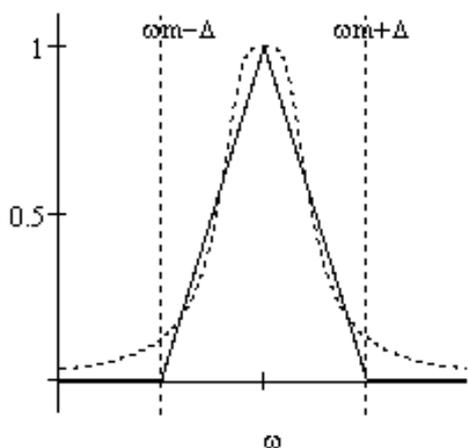


Рис. 1

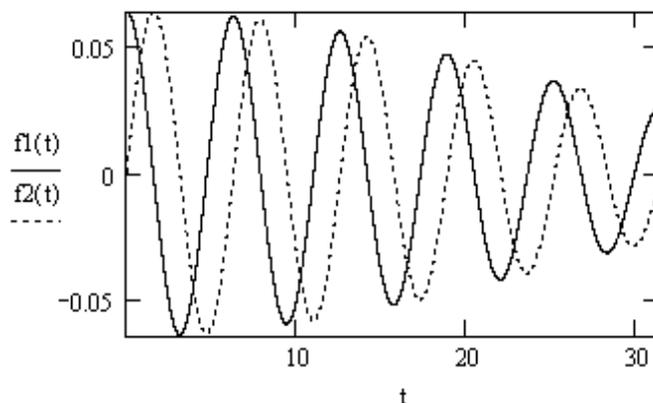


Рис. 2

Достоинством спектрального метода расчета ДХ на основе НКЛФ является простота используемых выражений (2), (3) и возможность получения решений в обобщенной форме.

Литература

1. Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники, том 1. М.: Энергия, 1972. – 240 с.
2. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Исследование переходных процессов амплитудно-фазовых преобразователей спектральным методом на основе НКЛФ / Методы и устройства повышения качества передачи информации: Методы и устройства передачи и обработки информации: Межвуз. сб. науч. тр. – Вып. 11 / Под ред. В.В. Ромашова, В.В. Булкина. – М.: «Радиотехника», 2009. – с. 72 - 78.