

УДК 621.3

Г. Н. Цицикян, С. С. Вандышев, Ю. Д. Баранов
ЦНИИ СЭТ, Филиал ФГУП "Крыловский государственный
научный центр" (Санкт-Петербург)

Оценка эффективности демпфирующих фильтров третьего порядка

Получены выражения для оценки эффективности демпфирующих фильтров третьего порядка в энергетических сетях. На основе полученных выражений приведены графические зависимости при различных параметрах фильтров.

Фильтр третьего порядка, оценка эффективности, графические зависимости, Q-фактор

Демпфирующие фильтры продолжают оставаться объектом внимания специалистов, занимающихся вопросами качества электроэнергии [1]–[4]. В их пользу говорят меньшие стоимостные показатели по сравнению с активными фильтрами [5]. Вместе с этим все большее применение получают демпфирующие фильтры больших порядков (от трех и выше), что может быть прослежено, начиная с работ [1]–[3] и до недавнего времени по работам [4]–[5].

В настоящей статье рассмотрен демпфирующий фильтр третьего порядка $CC'LR$ (рис. 1) с параллельной индуктивностью L_T , отражающей превалирующую роль индуктивного сопротивления источника напряжения (генератора) над активным. В рассматриваемом фильтре R – демпфирующее активное сопротивление; как правило, $C \neq C'$. В схеме на рис. 1 $\dot{I}(\omega)$ – источник тока с частотой ω , которая может изменяться в широком диапазоне в зависимости от характера нелинейной нагрузки, присоединенной к источнику напряжения.

Напряжение, формируемое источником $\dot{I}(\omega)$, без фильтра определяется выражением $U_T(\omega) = j\omega L_T \dot{I}(\omega)$, а при наличии демпфирующего

фильтра – как $U_{T\phi}(\omega) = j\omega L_T \dot{I}_T(\omega)$. Поэтому величиной $|\dot{I}_T(\omega)/\dot{I}(\omega)| < 1$ можно охарактеризовать положительный эффект от действия фильтрующего устройства на частоте ω , заключающийся в меньших изменениях этого напряжения.

Для последующего анализа введем круговые частоты $\omega_C = 1/\sqrt{LC}$; $\omega_{C'} = 1/\sqrt{LC'}$; $\omega_T = 1/\sqrt{L_T C}$. Запишем выражение для указанного напряжения согласно рис. 1 как падение напряжения на демпфирующем фильтре:

$$j\omega L_T \dot{I}_T(\omega) = [\dot{I}(\omega) - \dot{I}_T(\omega)] \left[\frac{1}{j\omega C} + \frac{j\omega LR(1 - \omega_{C'}^2/\omega^2)}{R + j\omega L(1 - \omega_{C'}^2/\omega^2)} \right]. \quad (1)$$

На основании (1) получим уравнение

$$\left[j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C} + \frac{j\omega LR(1 - \omega_{C'}^2/\omega^2)}{R + j\omega L(1 - \omega_{C'}^2/\omega^2)} \right] \frac{\dot{I}_T(\omega)}{\dot{I}(\omega)} = \frac{1}{j\omega C} + \frac{j\omega LR(1 - \omega_{C'}^2/\omega^2)}{R + j\omega L(1 - \omega_{C'}^2/\omega^2)}. \quad (2)$$

Из выражения (2) находим искомое отношение:

$$\frac{\dot{I}_T(\omega)}{\dot{I}(\omega)} = \frac{j\omega \frac{L}{R} + \left(1 - \frac{\omega_{C'}^2}{\omega^2}\right)^{-1} - \frac{\omega^2}{\omega_C^2}}{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_C^2}\right) \left[\left(1 - \frac{\omega_{C'}^2}{\omega^2}\right)^{-1} + j\omega \frac{L}{R} \right] - \frac{\omega^2}{\omega_C^2}}. \quad (3)$$

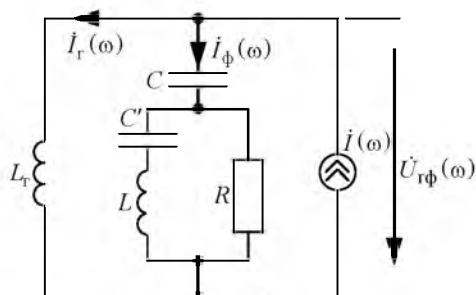


Рис. 1

Качество демпфирующего фильтра охарактеризуем Q -фактором $Q = \sqrt{L/C}/R$. Введем нормированную частоту $\omega_H = \omega/\omega_C$ и запишем (3) с учетом введенных обозначений:

$$\dot{I}_\Gamma(\omega)/I(\omega) = N(\omega)/D(\omega), \quad (4)$$

где

$$N(\omega) = jQ(\omega_H^2 - C/C') + \omega_H - \omega_H(\omega_H^2 - C/C');$$

$$D(\omega) = (1 - \omega_H^2 L_T/L) [jQ(\omega_H^2 - C/C') + \omega_H] - \omega_H(\omega_H^2 - C/C').$$

Проведя преобразования, получим окончательный вид числителя и знаменателя (4):

$$N(\omega) = Q(\omega_H^2 - C/C') + j\omega_H(\omega_H^2 - 1 - C/C');$$

$$D(\omega) = Q(\omega_H^2 - C/C')(1 - \omega_H^2 L_T/L) + j\omega_H[\omega_H^2(1 + L_T/L) - 1 - C/C'].$$

Рассмотрим выражение (4) в нескольких предельных случаях.

1. При $C' \rightarrow \infty$, т. е. при переходе демпфирующего фильтра (см. рис. 1) в фильтр второго порядка [1]–[3], выражение (4) получает вид

$$\begin{aligned} \dot{I}_\Gamma(\omega_H)/I(\omega_H) &= \\ &= \frac{Q\omega_H + j(\omega_H^2 - 1)}{Q\omega_H(1 - \omega_H^2 L_T/L) + j[\omega_H^2(1 + L_T/L) - 1]}, \end{aligned}$$

не отличающийся от выражения для нормированного тока генератора [6]

$$\dot{I}_{\Gamma.H}(\omega_H)|_{R_T \rightarrow 0} = \dot{I}_\Gamma(\omega_H)/I(\omega_H)|_{R_T \rightarrow 0}$$

в случае, когда внутренним сопротивлением источника R_T можно пренебречь.

2. Положив в (4) $R \rightarrow \infty$, $Q \rightarrow 0$, имеем

$$\frac{\dot{I}_\Gamma(\omega_H)}{I(\omega_H)} \Big|_{Q \rightarrow 0} = \frac{\omega_H^2 - 1 - C/C'}{\omega_H^2(1 + L_T/L) - 1 - C/C'}. \quad (5)$$

Выражение (5) обращается в ноль при $\omega_H^2 = 1 + C/C'$. Значение

$$\omega_H^2 = (1 + C/C')/(1 + L_T/L)$$

является полюсом (5).

3. При частоте $\omega = \omega_{C'}$ $\omega_H = \sqrt{C/C'}$ и (4) приобретает вид

$$\dot{I}_\Gamma(\omega_H)/I(\omega_H) \Big|_{\omega_H = \sqrt{C/C'}} = \frac{1}{1 - \omega_{C'}^2/\omega_\Gamma^2}. \quad (6)$$

При этом оно не зависит от Q -фактора. Для конечного значения (6) необходимо выполнение неравенства $\omega_{C'} \neq \omega_\Gamma$ или $C'L \neq CL_\Gamma$. Из этого условия при известной резонансной частоте последовательной цепочки $C'L$ может быть определено допустимое значение емкости C .

4. Если $\omega = \omega_C$ ($\omega_H = 1$), из (4) получим

$$\frac{\dot{I}_\Gamma(1)}{I(1)} = \frac{Q\left(1 - \frac{C}{C'}\right) - j\frac{C}{C'}}{Q\left(1 - \frac{C}{C'}\right)\left(1 - \frac{L_T}{L}\right) + j\left(\frac{L_T}{L} - \frac{C}{C'}\right)}.$$

5. Для $\omega_H \rightarrow 0$ имеем естественный результат

$$\dot{I}_\Gamma(\omega_H)/I(\omega_H) \Big|_{\omega_H \rightarrow 0} = 1.$$

6. При $\omega_H \gg 1$ из (4) имеем:

$$\begin{aligned} \frac{\dot{I}_\Gamma(\omega_H)}{I(\omega_H)} \Big|_{\omega_H \gg 1} &= \frac{Q\omega_H^2 + j\omega_H^3}{-Q\omega_H^4 \frac{L_T}{L} + j\omega_H^3 \left(1 + \frac{L_T}{L}\right)} \Big|_{\omega_H \gg 1} = \\ &= \frac{Q + j\omega_H}{-Q\omega_H^2 \frac{L_T}{L} + j\omega_H \left(1 + \frac{L_T}{L}\right)} \Big|_{\omega_H \gg 1} \cong \frac{j}{-Q\omega_H \frac{L_T}{L}} \Big|_{\omega_H \gg 1} = \\ &= \frac{j}{-\frac{\sqrt{L/C}}{R} \frac{\omega}{\omega_C} \frac{L_T}{L}} \Big|_{\omega_H \gg 1} = \frac{R}{j\omega L_T} \cong 0. \end{aligned}$$

С учетом (5) для входного сопротивления схемы (см. рис. 1) при $R \rightarrow \infty$ и $Q \rightarrow 0$ получим:

$$\begin{aligned} Z_{\text{ВХ}}(\omega) \Big|_{R \rightarrow \infty} &= j\omega L_T \frac{\dot{I}_\Gamma(\omega_H)}{I(\omega_H)} \Big|_{R \rightarrow \infty} = \\ &= j\omega L_T \frac{\omega^2 - (1 + C/C')(1/LC)}{\omega^2(1 + L_T/L) - (1 + C/C')(1/LC)} = \\ &= j\omega \frac{\omega^2 - 1/(LC_3)}{(1/L_T + 1/L) \left\{ \omega^2 - 1/[C_3(L + L_T)] \right\}}, \quad (7) \end{aligned}$$

где $C_3 = CC'/(C + C')$ – эквивалентная емкость фильтра. Таким образом, частота нуля входного сопротивления при $R \rightarrow \infty$ составляет $\omega = 1/\sqrt{LC_3}$, а полюс – $\omega = 1/\sqrt{(L + L_T)C_3}$.

Выражение (7) может быть записано с помощью нормированной частоты ω_H в виде

$$Z_{вх}(\omega_H) \Big|_{R \rightarrow \infty} = j\omega_H \omega_C \frac{\omega_H^2 - C/C_3}{\left(\frac{1}{L_T} + \frac{1}{L}\right) \left[\omega_H^2 - \frac{LC}{(L+L_T)C_3}\right]}$$

Запишем (4) через индуктивные и емкостные сопротивления, положив $\omega_H = n\omega_1/\omega_C = n\omega_{1H}$, где n – номер гармоники; ω_1 – основная частота; ω_{1H} – нормированная основная частота. Введя обозначения $X_{L_1} = \omega_1 L$ и $X_{C_1} = 1/(\omega_1 C)$, получим $Q = \sqrt{L/C}/R = \sqrt{X_{L_1} X_{C_1}}/R$ и

$$\frac{\dot{I}_T(n\omega_{1H})}{\dot{I}(n\omega_{1H})} = \frac{\frac{\sqrt{X_{L_1} X_{C_1}}}{R} \left(n^2 \omega_{1H}^2 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}}\right) + jn\omega_{1H} \left(n^2 \omega_{1H}^2 - 1 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}}\right)}{\frac{\sqrt{X_{L_1} X_{C_1}}}{R} \left(n^2 \omega_{1H}^2 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}}\right) \left(1 - n^2 \omega_{1H}^2 \frac{X_{T_1}}{X_{L_1}}\right) + jn\omega_{1H} \left[n^2 \omega_{1H}^2 \left(1 + \frac{X_{T_1}}{X_{L_1}}\right) - 1 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}}\right]}$$

При $\omega_{1H} = 1$ будем иметь:

$$\frac{\dot{I}_T(n)}{\dot{I}(n)} = \frac{\frac{\sqrt{X_{L_1} X_{C_1}}}{R} \left(n^2 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}}\right) + jn \left(n^2 - 1 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}}\right)}{\frac{\sqrt{X_{L_1} X_{C_1}}}{R} \left(n^2 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}}\right) \left(1 - n^2 \frac{X_{T_1}}{X_{L_1}}\right) + jn \left[n^2 \left(1 + \frac{X_{T_1}}{X_{L_1}}\right) - 1 - \frac{X_{C_1}'}{X_{C_1}}\right]}$$

По формуле (4) на рис. 2 построены графические зависимости для $|\dot{I}_T(\omega)/\dot{I}(\omega)|$ при $Q = 0.5, 1.0, 1.5, 2.0$ и шести вариантах сочетаний параметров в соответствии с таблицей. Нумерация графиков соответствует указанным в таблице вариантам.

Параметр	Вариант					
	1	2	3	4	5	6
L_T/L	0.25	0.25	0.5	0.5	0.05	0.05
C/C'	0.25	0.5	0.25	0.5	0.5	0.75

Представленные выражения и приведенные графические зависимости для оценки эффекта от применения фильтра по току можно использовать непосредственно для оценки эффекта по напряжению в виде $|\dot{U}_{Г.ф}(\omega_H)/\dot{U}_Г(\omega_H)|$ или $|\dot{U}_{Г.ф}(n)/\dot{U}_Г(n)|$, где $\dot{U}_{Г.ф}$ – комплекс напряжения на внутреннем сопротивлении генератора с фильтром (см. рис. 1) и U_T – комплекс напряжения без фильтра для конкрет-

ной частоты или конкретной гармоники. Чем меньше эти отношения, тем меньше коэффициент искажения синусоидальности по напряжению.

Из приведенных графических зависимостей видно, что Q -фактор целесообразно выбирать в диапазоне от 1 до 2.

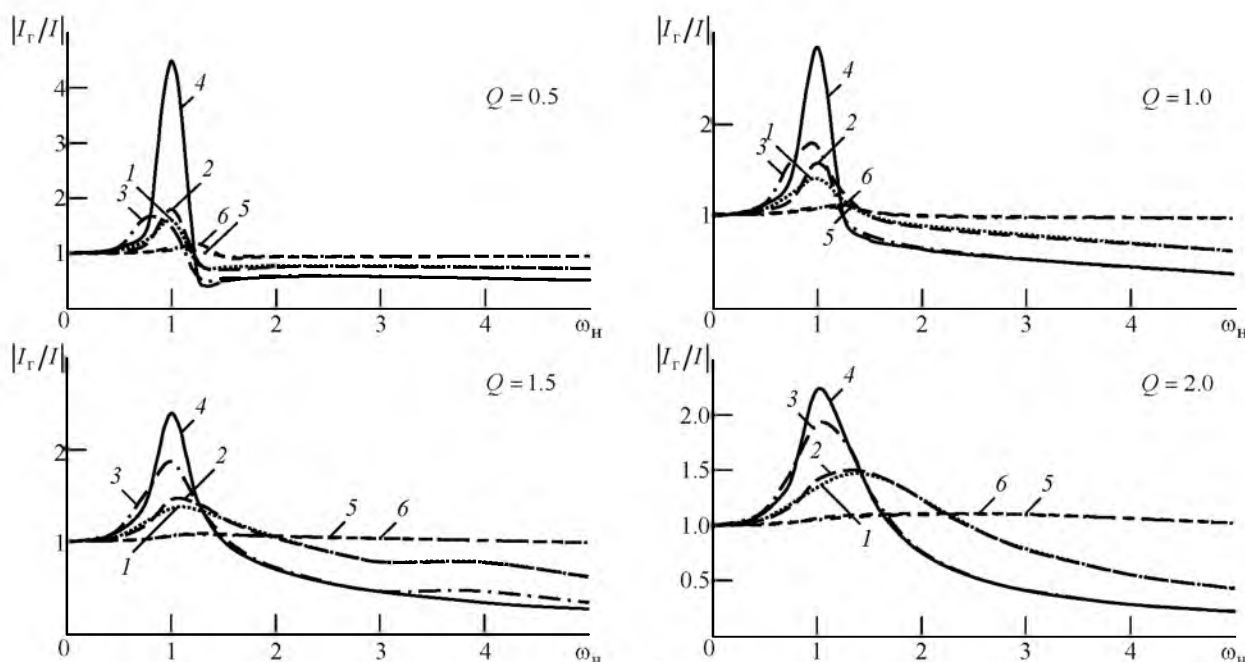


Рис. 2

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kimbark E. W. Direct current transmission. New York: Wiley-Interscience. 1971. Vol. 1. 526 p.
2. Steeper D. E., Stratford R. P. Reactive compensation and harmonic suppression for industrial power systems using thyristor converters // IEEE Trans. in industry applications. 1976. Vol. IA-12, № 3. P. 232–254.
3. Добрусин Л. А. Широкополосные фильтрокомпенсирующие устройства для тиристорных преобразователей // Электричество. 1985. № 4. С. 27–30.
4. Investigation and mitigation of harmonic amplification problems caused by single-tuned filters / Chi-Jui

G. N. Tsitsikyan, S. S. Vandyshev, Yu. D. Baranov
FSUE "CSRI MET" (branch of the FSUE "Krylov state research center") (Saint-Petersburg)

Performance evaluation of damping filters of the third order

Expressions for an assessment of efficiency of the damping filters of the third order in power networks are received. On the basis of these expressions graphic dependences at various parameters of filters are given.

Filter of the third order, performance evaluation, graphic dependence, Q-factor

Статья поступила в редакцию 8 апреля 2015 г.

УДК 621.397

В. А. Михайлов

Санкт-Петербургский государственный университет кино и телевидения

Расчет восстанавливающих фильтров в системе с различными импульсными характеристиками в телевизионных полях

Рассмотрено двухканальное непрерывно-дискретное преобразование сигнала при различных импульсных характеристиках преобразователя в телевизионных полях. Получены выражения, позволяющие рассчитать характеристики восстанавливающих фильтров, обеспечивающих неискаженную передачу входного сигнала.

Непрерывно-дискретное преобразование второго порядка, импульсные характеристики, восстанавливающие фильтры, неискаженная передача входного сигнала

При организации чересстрочного разложения в телевизионных системах с использованием фотопреобразователей с двумерной дискретизацией (например, в ПЗС) возможны случаи, когда апертуры преобразователя в полях в направлении кадровой развертки отличаются друг от друга [1]. Тогда для получения на выходе системы изображения, максимально совпадающего с входным, необходимо определить импульсные и соответствующие им частотные характеристики выходных фильтров, восстанавливающих сигнал изображения.

Для упрощения выкладок перейдем к одномерной задаче и будем считать, что сигнал, сни-

маемый с преобразователя, формируется за два прохода, как при чересстрочной развертке в телевидении (рис. 1). Сначала формируется сигнал первого поля, соответствующий проецируемому изображению $f(x)$ при накоплении информации в элементах разложения с импульсной характеристикой $a_1(x)$, а затем – сигнал второго поля, соответствующий проецируемому изображению при накоплении информации в элементах разложения с импульсной характеристикой $a_2(x)$. Потом сигналы двух полей складываются. Отсчеты сигналов элементов разложения в первом поле берутся в точ-