

Пик при $F = 0$ на рис. 5 образуется за счет корреляции между прямым сигналом и его копией, поступающей по каналу отраженного сигнала. После подавления указанной копии в ВФН все еще остаются пики вдоль нулевого доплеровского канала за пределами максимальной задержки, вплоть до которой производилась фильтрация. Данный пик игнорируется при пороговой обработке ВФН с целью обнаружения цели. Размер игнорируемой полосы ВФН в направлении задержек определяется шириной главного лепестка функции неопределенности сигнала DVB-T2, а также зави-

сит от времени накопления сигнала и ширины используемой передатчиком полосы частот.

Таким образом, результаты экспериментальных исследований ПАРЛС, работающей с использованием радиоизлучений цифрового телевидения DVB-T2, свидетельствуют о перспективности данного научного направления.

На базе данной технологии могут быть созданы системы скрытого радиолокационного наблюдения для обнаружения и сопровождения воздушных целей (в том числе низколетящих).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bistatic Radars: Emerging Technology / ed. by M. Cherniakov. Hoboken: Wiley, 2008. 406 p.

2. Фам Хуан Тиеп. Результаты моделирования алгоритма обработки сигналов в полуактивной радиолокационной системе при использовании радиоизлучений эфирного цифрового телевидения DVB-T2 // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 4. С. 29–31.

3. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н. Цифровая обработка сигналов: справ. М.: Радио и связь, 1985. 312 с.

4. Haykin S. Adaptive filter theory. 4rd ed. Upper Saddle River: Prentice-Hall, Inc., 2002. 936 p.

5. Yatrakis C. L. Computing the cross-ambiguity function. A review: Master's degree thesis / Binghamton university, State university of New York. 2005. 131 p. // URL: http://ws2.binghamton.edu/fowler/Fowler_Personal_Page/Publications_files/MS_Thesis_Chris_Yatrakis.pdf

Pham Xuan Tiep

Saint-Petersburg state electronechnical university "LETI"

Experimental research of the prototype of semi-active radar tracking system using radiations of digital television of DVB-T2 standard

The experimental research of a prototype of the semi-active radar tracking system which feature is use of radio-frequency radiations of a digital television of DVB-T2 standard are described.

Semi-active radar tracking system, digital radio television, DVB-T2, cross ambiguity function

Статья поступила в редакцию 9 сентября 2014 г.

УДК 621.3

Г. Н. Цицикян, Ю. Д. Баранов
ЦНИИ СЭТ,

филиал ФГУП "Крыловский государственный научный центр" (Санкт-Петербург)

Эффективность совместного применения резонансных и демпфирующих фильтров второго порядка

Аналитически и графически произведена оценка эффекта от использования демпфирующих и резонансных фильтров. Приведен пример выбора параметров фильтра на основе полученных выражений и графиков. Аналитические выражения проверены приведением их к каноническим формам Фостера.

Демпфирующие фильтры, резонансные фильтры, канонические формы Фостера

Известные публикации по пассивным фильтрам, в том числе по демпфирующим фильтрам разных порядков, все еще оставляют не вполне

проясненными как возможные ограничения, так и преимущества их применения. В одной из относительно ранних работ, посвященной совместно-

му использованию резонансных и демпфирующих фильтров [1], рассмотрена типичная индустриальная электроэнергетическая система 6 кВ, 50 Гц с шестипульсным выпрямителем мощностью 48 МВт для привода двигателя постоянного тока с фильтрами, настроенными на преобладающие гармоники вместе с демпфирующим фильтром второго порядка. Однако анализ ограничен выводом общего выражения, отражающего эффективность применения в системе одного демпфирующего фильтра, с некоторыми частными случаями, выявляющими роль входящих в схему активных сопротивлений. В работе [2] дано описание плавучей энергетической установки с четырьмя генераторами 4×3750 кВт с передачей мощности подводными кабелями на две отдельные буровые платформы через два трансформатора по 5 МВ·А каждый. Затем с помощью нескольких ступеней трансформации и преобразований на основе мостовых выпрямителей и инверторов мощность подается на приводные двигатели с насосами для одиннадцати скважин на каждой платформе. При этом нормальное качество электроэнергии может быть достигнуто за счет применения резонансных фильтров, настроенных на 5, 7, 11 и 13-ю гармоники, и одного демпфирующего фильтра 2-го порядка [2]. Однако анализ совместной работы указанных фильтров носит далеко не полный характер, поскольку ограничен сопоставлением кривых, отражающих изменения токов гармоник, циркулирующих в системе при включенном и выключенном демпфирующем фильтре.

Схема, аналогичная рассмотренной в [2], приведена в [3] с построением графиков для модуля входного сопротивления при разных значениях Q -фактора (добротности). Аналогичные графики для коэффициента передачи в зависимости от частоты приведены в [4]. Выражение для комплексного сопротивления демпфирующего фильтра 2-го порядка дано в [5]. В [6] рассмотрен способ улучшения качества электроэнергии при различных сочетаниях резонансных и демпфирующих фильтров. Отмечено резкое усиление неканонической (не создаваемой в шестипульсном выпрямителе) гармоники при отключении резонансного фильтра, настроенного на 13-ю гармонику. Пример совместного использования резонансного и демпфирующего фильтров 3-го порядка в системе 11.4 кВ, 60 Гц рассмотрен в [7].

Общий недостаток большинства указанных работ – ограниченный анализ возможных ситуаций и отсутствие в большинстве случаев анали-

тических выражений для оценки эффекта от включения фильтров параллельно генерирующей системе с нелинейными нагрузками во всем их многообразии и в широком диапазоне частот. Настоящая статья направлена на восполнение, в определенной мере, указанного пробела.

Рассмотрим схему с одним демпфирующим фильтром 2-го порядка LCR (рис. 1), а затем перейдем к рассмотрению схемы с дополнительно включенным резонансным фильтром. На рис. 1 $\dot{I}(\omega)$ означает ток с основной частотой $f = 50$ Гц ($\omega = 100\pi \text{ с}^{-1}$) и гармоническим составом, обусловленным нелинейной нагрузкой; \dot{I}_D – ток, втекающий в демпфирующее устройство; \dot{I}_T – ток, протекающий через внутреннее сопротивление $R_T + j\omega L_T$ генератора, эквивалентного совокупности генераторов системы, причем $\dot{I}(\omega) = \dot{I}_T + \dot{I}_D$. Напряжение $\dot{U}_{ГД}$ составляет

$$\begin{aligned} \dot{U}_{ГД} &= (R_T + j\omega L_T)\dot{I}_T(\omega) = \\ &= \dot{I}_D(\omega) \left(-\frac{j}{\omega C} + \frac{j\omega LR}{R + j\omega L} \right) = \\ &= \left[\dot{I}(\omega) - \dot{I}_T(\omega) \right] j \left(-\frac{1}{\omega C} + \frac{\omega LR}{R + j\omega L} \right). \end{aligned} \quad (1)$$

Введем в рассмотрение нормированный на полный ток $\dot{I}(\omega)$ ток, проходящий через эквивалентный генератор: $I_{Г.Н}(\omega) = |\dot{I}_T(\omega)/\dot{I}(\omega)|$, и определим его из (1):

$$\begin{aligned} I_{Г.Н}(\omega) &= \left| (\omega/\omega_{01})Q + j \left[(\omega/\omega_{01})^2 - 1 \right] \right| \times \\ &\times \left| (\omega/\omega_{01})Q_T^{-1} + (\omega/\omega_{01})Q \left[1 - (\omega/\omega_{03})^2 \right] + \right. \\ &\left. + j \left[(\omega/\omega_{02})^2 - 1 + (R_T/R)(\omega/\omega_{01})^2 \right] \right|^{-1}. \end{aligned} \quad (2)$$

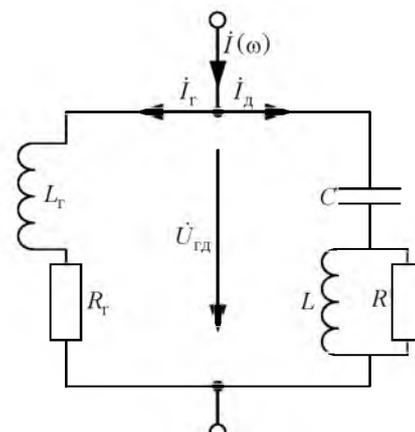


Рис. 1

где $\omega_{01} = 1/\sqrt{LC} = 900\pi$ – резонансная частота демпфирующего фильтра при $R \rightarrow \infty$; $Q = \frac{\sqrt{L/C}}{R}$;

$$Q_{\Gamma} = \frac{\sqrt{L/C}}{R_{\Gamma}}; \quad \omega_{03} = \frac{1}{\sqrt{L_{\Gamma}C}}; \quad \omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{(L+L_{\Gamma})C}}.$$

Видоизменим выражение (2), отнормировав все частоты на частоту ω_{01} , принимаемую в дальнейшем равной 900π (т. е. 9-й гармонике основной частоты тока):

$$I_{\Gamma, H}(\omega_H) = \left| \omega_H Q + j(\omega_H^2 - 1) \right| \times \\ \times \left| \omega_H / Q_{\Gamma} + \omega_H Q (1 - \omega_H^2 L_{\Gamma} / L) + \right. \\ \left. + j(\omega_H^2 (L + L_{\Gamma}) / L - 1 + \omega_H^2 R_{\Gamma} / R) \right|^{-1}, \quad (3)$$

где $\omega_H = \omega / \omega_{01}$.

Как правило, $R_{\Gamma} \ll \omega L_{\Gamma}$. В связи с этим рассмотрим частный случай $R_{\Gamma} \rightarrow 0$:

$$I_{\Gamma, H}(\omega_H) \Big|_{R_{\Gamma} \rightarrow 0} = \\ = \frac{\left| \omega_H Q + j(\omega_H^2 - 1) \right|}{\left| \omega_H Q (1 - \omega_H^2 L_{\Gamma} / L) + j \left[\omega_H^2 (L + L_{\Gamma}) / L - 1 \right] \right|}.$$

Найдем входное сопротивление схемы на рис. 1:

$$\left| Z_{\text{вх}}(\omega) \right| = \left| \frac{\dot{U}_{\Gamma\text{д}}(\omega)}{\dot{I}(\omega)} \right| = \left| (R_{\Gamma} + j\omega L_{\Gamma}) \frac{\dot{I}_{\Gamma}(\omega)}{\dot{I}(\omega)} \right|$$

с дополнительным условием $R \rightarrow 0$:

$$\left| Z_{\text{вх}}(\omega) \right| \Big|_{R_{\Gamma} \rightarrow 0} = \omega L_{\Gamma} \frac{\omega_H^2 - 1}{\omega_H^2 (L + L_{\Gamma}) / L - 1} = \\ = \omega \frac{\omega^2 - \omega_{01}^2}{(L + L_{\Gamma}) / (L L_{\Gamma}) \left[\omega^2 - \omega_{01}^2 L / (L + L_{\Gamma}) \right]} = \\ = \frac{\omega (\omega^2 - \omega_{01}^2)}{(1/L_{\Gamma} + 1/L) (\omega^2 - \omega_{02}^2)}. \quad (4)$$

Отсюда следует, что ноль входного сопротивления совпадает с ω_{01} , а полюс – с ω_{02} .

Отметим, что форма (4) совпадает со второй канонической формой Фостера первого класса [8], сформированной для схем с конечной индуктивностью и параллельных звеньев, состоящих из последовательных LC-цепочек, что является одним из подтверждений правильности записанных выражений. Рис. 1 при $R_{\Gamma} \rightarrow 0$ и $R \rightarrow \infty$ как раз и отвечает простейшему случаю для указанной формы.

Определим отношение напряжений на рассматриваемой схеме (см. рис. 1) с включенным фильтром $L_{\Gamma} \dot{U}_{\Gamma\text{д}}(\omega)$ и без него $\dot{U}_{\Gamma}(\omega)$:

$$U_{\Gamma\text{д}, H} = \left| \frac{\dot{U}_{\Gamma\text{д}}(\omega)}{\dot{U}_{\Gamma}(\omega)} \right| = \left| \frac{(R_{\Gamma} + j\omega L_{\Gamma}) \dot{I}_{\Gamma}(\omega)}{(R_{\Gamma} + j\omega L_{\Gamma}) \dot{I}(\omega)} \right| = \left| \frac{\dot{I}_{\Gamma}(\omega)}{\dot{I}(\omega)} \right|. \quad (5)$$

Из (5), в частности, следует, что, анализируя полученное соотношение напряжений (что более удобно с практической точки зрения), можно изучить изменения нормированного тока $I_{\Gamma, H}(\omega)$.

На рис. 2 и 3 представлены зависимости $U_{\Gamma\text{д}, H}(\omega_H)$ для двух соотношений индуктивностей демпфирующей и основной схем: $L = L_{\Gamma}$ (рис. 2) и $L = 2L_{\Gamma}$ (рис. 3) – при различной добротности демпфирующей схемы Q^1 . Зависимости позволяют выбрать параметры фильтра для достижения необходимого ослабления гармоник напряжения на преобладающих частотах, обусловленных несинусоидальным током нелинейных нагрузок.

Пусть в токе наиболее выражены 11-я и 13-я гармоники² и известна индуктивность эквивалентного генератора $L_{\Gamma} = 1$ мГн. Тогда для случая

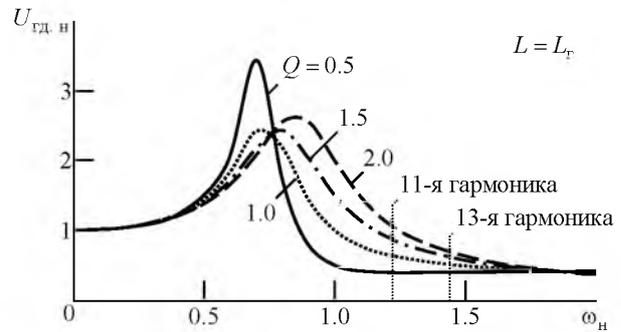


Рис. 2

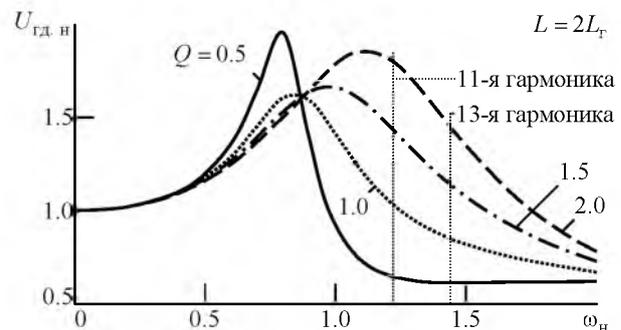


Рис. 3

¹ Поскольку нормировка ведется к частоте 9-й гармоники, для 11-й гармоники $\omega_H = \frac{11}{9} = 1.22$, для 13-й гармоники $\omega_H = \frac{13}{9} = 1.44$.

² 11-я и 13-я гармоники – одни из наиболее выраженных в двенадцатипульсных выпрямителях.

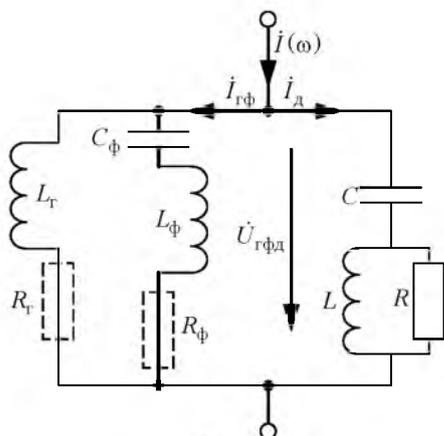


Рис. 4

$L = L_T$ (рис. 2) и $Q = 1$ имеем $C = 125$ пФ и $R = 2.83$ Ом. На частоте 11-й гармоники использование фильтра с принятыми значениями элементов, как видно по кривой для $Q = 1$ на рис. 2, приводит к относительному ослаблению напряжения на индуктивном сопротивлении генератора при $R_T \approx 0$ до уровня, меньшего 0.5. На частоте 13-й гармоники это ослабление сохраняется. Таким образом, можно сделать вывод, что коэффициент нелинейных искажений по напряжению будет снижен более чем в 2 раза.

Добавим к рассмотренной схеме фильтрующее звено $L_Ф C_Ф R_Ф$ (рис. 4), подключенное параллельно демпфирующему фильтру. Пусть фильтр обладает достаточно высокой добротностью, что позволяет пренебречь сопротивлением $R_Ф$. Будем считать, что и $R_T \approx 0$. Ток, ответвляющийся к параллельно соединенным L_T и резонансному фильтру, обозначен как $I_{ГФ}(\omega)$, а входное напряжение – как $U_{ГФД}(\omega)$.

Определим эквивалентное сопротивление цепи, через которую протекает ток $I_{ГФ}(\omega)$:

$$Z_{ГФ}(\omega) = \frac{j\omega L_T j[\omega L_Ф - 1/(\omega C_Ф)]}{j[\omega(L_T + L_Ф) - 1/(\omega C_Ф)]} = \frac{j\omega L_T [(\omega/\omega_Ф)^2 - 1]}{(\omega/\omega_Ф)^2 - 1} = j \frac{\omega L_T (\omega^2 - \omega_Ф^2)}{\omega^2 - \omega_{ГФ}^2} \frac{L_Ф}{L_T + L_Ф}, \quad (6)$$

где $\omega_Ф = 1/\sqrt{L_Ф C_Ф}$, $\omega_{ГФ} = 1/\sqrt{(L_T + L_Ф) C_Ф}$.

Запишем выражение для входного напряжения, исходя из тока параллельного соединения L_T и резонансного фильтра:

$$U_{ГФД}(\omega) = Z_{ГФ}(\omega) I_{ГФ}(\omega) = j \frac{\omega L_T (\omega^2 - \omega_Ф^2)}{\omega^2 - \omega_{ГФ}^2} \frac{L_Ф}{L_T + L_Ф} I_{ГФ}(\omega). \quad (7)$$

Это же напряжение можно записать через параметры демпфирующего фильтра:

$$[I(\omega) - I_{ГФ}(\omega)] j \left[-\frac{1}{\omega C} + \frac{\omega L}{1 + j\omega L/R} \right] = j [I(\omega) - I_{ГФ}(\omega)] \frac{(\omega/\omega_{01})^2 - 1 - j\omega L/R}{\omega C (1 + j\omega L/R)}. \quad (8)$$

Приравняв (7) и (8), получим:

$$j \frac{\omega L_T (\omega^2 - \omega_Ф^2)}{\omega^2 - \omega_{ГФ}^2} \frac{L_Ф}{L_T + L_Ф} I_{ГФ}(\omega) = j [I(\omega) - I_{ГФ}(\omega)] \frac{(\omega/\omega_{01})^2 - 1 - j\omega L/R}{\omega C (1 + j\omega L/R)},$$

откуда определим:

$$I_{ГФ}(\omega) = \frac{(\omega/\omega_{01})^2 - 1 - j\omega L/R}{\omega C (1 + j\omega L/R)} \left[\frac{\omega L_T (\omega^2 - \omega_Ф^2)}{\omega^2 - \omega_{ГФ}^2} \frac{L_Ф}{L_T + L_Ф} + \frac{(\omega/\omega_{01})^2 - 1 - j\omega L/R}{\omega C (1 + j\omega L/R)} \right]^{-1} I(\omega) = [(\omega/\omega_{01})^2 - 1 - j\omega L/R] (\omega^2 - \omega_{ГФ}^2) \times \left\{ \omega L_T (\omega^2 - \omega_Ф^2) \left[L_Ф / (L_T + L_Ф) \right] \omega C (1 + j\omega L/R) + (\omega^2 - \omega_{ГФ}^2) [(\omega/\omega_{01})^2 - 1 - j\omega L/R] \right\}^{-1} I(\omega).$$

Окончательное выражение получим, перейдя к нормированным величинам тока и частоты аналогично тому, как это было сделано при анализе схемы на рис. 1 (см. (3)):

$$I_{ГФ}(\omega) / I(\omega) = [(\omega/\omega_{01})^2 - 1 - j(\omega/\omega_{01})Q] (\omega^2 - \omega_{ГФ}^2) \times \left\{ (\omega^2 - \omega_Ф^2) (\omega/\omega_3)^2 [1 + j(\omega/\omega_{01})Q] + (\omega^2 - \omega_{ГФ}^2) [(\omega/\omega_{01})^2 - 1 - j(\omega/\omega_{01})Q] \right\}^{-1}, \quad (9)$$

где $\omega_3 = \sqrt{(L_T + L_Ф) / (L_T L_Ф C)}$.

Эффект, обусловленный применением фильтров, можно оценить, используя соотношения (6) и (9):

$$\begin{aligned} \left| \frac{\dot{U}_{\text{ГФД}}(\omega)}{\dot{U}_{\text{T}}} \right| &= \left| \frac{Z_{\text{ГФ}}(\omega) \dot{I}_{\text{ГФ}}(\omega)}{j\omega L_{\text{T}} \dot{I}(\omega)} \right| = \\ &= (\omega^2 - \omega_{\text{Ф}}^2) \frac{L_{\text{Ф}}}{L_{\text{T}} + L_{\text{Ф}}} \left[(\omega/\omega_{01})^2 - 1 - j(\omega/\omega_{01})Q \right] \times \\ &\quad \times \left[(\omega^2 - \omega_{\text{Ф}}^2) (\omega/\omega_{\text{Э}})^2 [1 + j(\omega/\omega_{01})Q] + \right. \\ &\quad \left. + (\omega^2 - \omega_{\text{ГФ}}^2) [(\omega/\omega_{01})^2 - 1 - j(\omega/\omega_{01})Q] \right]^{-1}. \end{aligned}$$

Разделив числитель и знаменатель предыдущего выражения на ω_{01}^2 и перейдя к нормированным частотам, получим выражение для оценки эффекта от применения фильтров:

$$\begin{aligned} U_{\text{ГФД.н}}(\omega) &= \left| \frac{\dot{U}_{\text{ГФД}}(\omega)}{\dot{U}_{\text{T}}} \right| = \\ &= \left[\left(\frac{\omega^2}{\omega_{01}^2} - \frac{\omega_{\text{Ф}}^2}{\omega_{01}^2} \right) \frac{L_{\text{Ф}}}{L_{\text{T}} + L_{\text{Ф}}} \left(\frac{\omega^2}{\omega_{01}^2} - 1 - j \frac{\omega}{\omega_{01}} Q \right) \right] \times \\ &\quad \times \left[\left(\frac{\omega^2}{\omega_{01}^2} - \frac{\omega_{\text{Ф}}^2}{\omega_{01}^2} \right) \frac{\omega^2}{\omega_{01}^2} \frac{\omega_{01}^2}{\omega_{\text{Э}}^2} \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_{01}} Q \right) + \right. \\ &\quad \left. + \left(\frac{\omega^2}{\omega_{01}^2} - \frac{\omega_{\text{ГФ}}^2}{\omega_{01}^2} \right) \left(\frac{\omega^2}{\omega_{01}^2} - 1 - j \frac{\omega}{\omega_{01}} Q \right) \right]^{-1} = \\ &= \left[\left(\omega_{\text{н}}^2 - \omega_{\text{Ф.н}}^2 \right) \frac{L_{\text{Ф}}}{L_{\text{T}} + L_{\text{Ф}}} \left(\omega_{\text{н}}^2 - 1 - j\omega_{\text{н}} Q \right) \right] \times \\ &\quad \times \left[\left(\omega_{\text{н}}^2 - \omega_{\text{Ф.н}}^2 \right) \left(\omega_{\text{н}}^2 / \omega_{\text{Э.н}}^2 \right) \left(1 + j\omega_{\text{н}} Q \right) + \right. \\ &\quad \left. + \left(\omega_{\text{н}}^2 - \omega_{\text{ГФ.н}}^2 \right) \left(\omega_{\text{н}}^2 - 1 - j\omega_{\text{н}} Q \right) \right]^{-1}, \quad (10) \end{aligned}$$

где $\omega_{\text{ГФ.н}} = \frac{\omega_{\text{ГФ}}}{\omega_{01}}$; $\omega_{\text{Ф.н}} = \frac{\omega_{\text{Ф}}}{\omega_{01}}$; $\omega_{\text{Э.н}} = \frac{\omega_{\text{Э}}}{\omega_{01}}$.

На основе (10) получены графические зависимости $U_{\text{ГФД.н}}(\omega_{\text{н}})$ для различных соотношений значений реактивных элементов при $Q = 0.5$ и 2 (рис. 5–10).

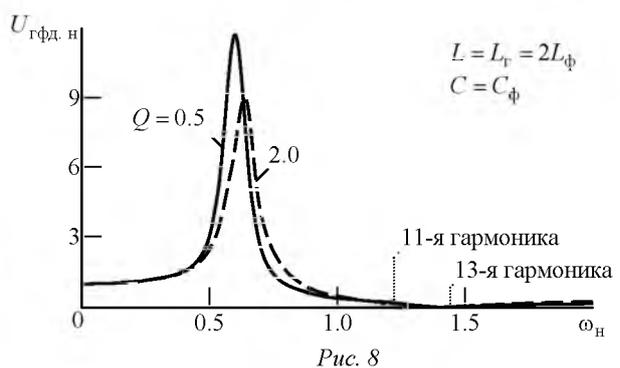
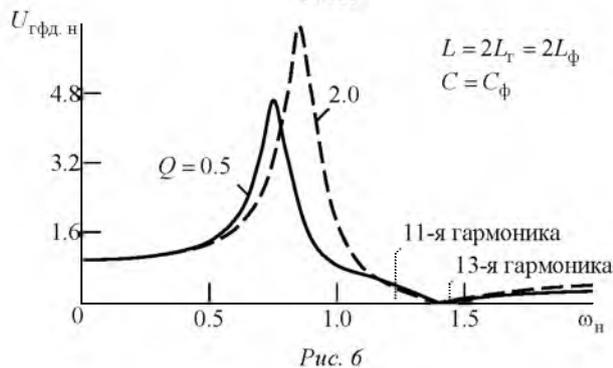
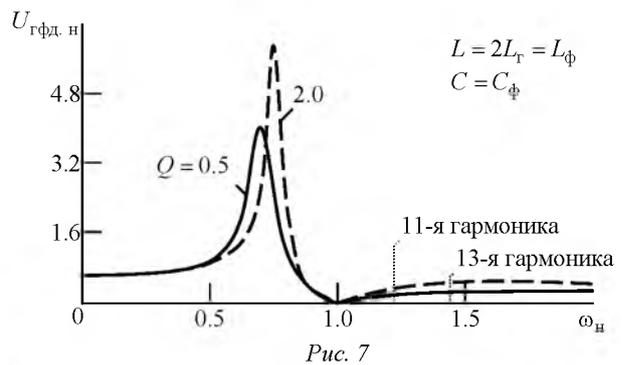
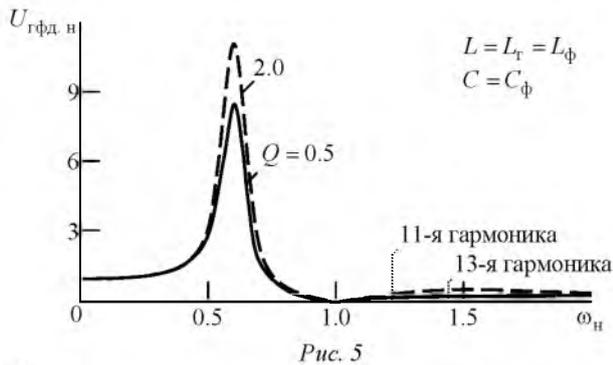
Из (10) умножением на ωL_{T} получим входное сопротивление $|Z_{\text{ВХ}}(\omega)|$, которое в пределе при $R \rightarrow \infty$ может быть определено как

$$\begin{aligned} |Z_{\text{ВХ}}(\omega)|_{R \rightarrow \infty} &= \\ &= \left[\omega L_{\text{Ф}} L_{\text{T}} / (L_{\text{T}} + L_{\text{Ф}}) (\omega^2 - \omega_{\text{Ф}}^2) (\omega^2 - \omega_{01}^2) \right] \times \\ &\quad \times \left\{ (\omega^2 - \omega_{\text{Ф}}^2) \omega^2 L_{\text{Ф}} L_{\text{T}} / [(L_{\text{T}} + L_{\text{Ф}}) L] + \right. \\ &\quad \left. + (\omega^2 - \omega_{\text{ГФ}}^2) (\omega^2 - \omega_{01}^2) \right\}^{-1}. \end{aligned}$$

Разделив числитель и знаменатель на $L_{\text{Ф}} L_{\text{T}} / (L_{\text{T}} + L_{\text{Ф}})$, получим:

$$\begin{aligned} |Z_{\text{ВХ}}(\omega)|_{R \rightarrow \infty} &= \omega (\omega^2 - \omega_{\text{Ф}}^2) (\omega^2 - \omega_{01}^2) \times \\ &\quad \times \left\{ (L^{-1} + L_{\text{Ф}}^{-1} + L_{\text{T}}^{-1}) \omega^4 - \right. \\ &\quad \left. - \omega^2 \left[\omega_{\text{Ф}}^2 L^{-1} + \omega_{01}^2 (L_{\text{Ф}}^{-1} + L_{\text{T}}^{-1}) + \omega_{\text{Ф}}^2 \omega_{01}^2 L_{\text{T}}^{-1} \right] \right\}^{-1}. \quad (11) \end{aligned}$$

Для приведения $|Z_{\text{ВХ}}(\omega)|$ к канонической форме Фостера первого класса найдем корни знаменателя выражения (11). Имеем:



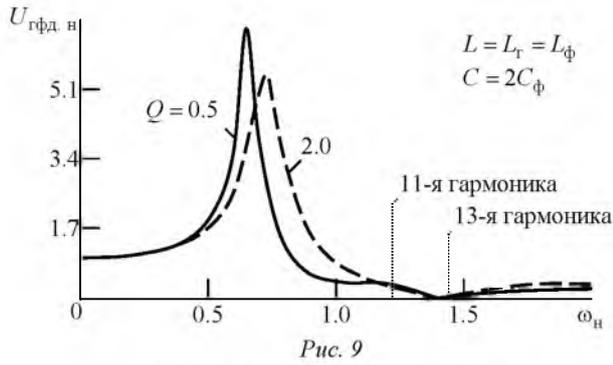


Рис. 9

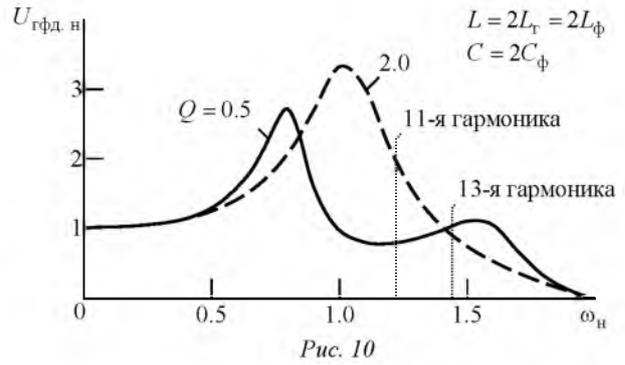


Рис. 10

$$\omega_{2,1}^2 = \left[\left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_T} \right) \omega_{\Phi}^2 + \left(\frac{1}{L_T} + \frac{1}{L_{\Phi}} \right) \omega_{01}^2 \right] \pm \left\{ \left[\left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_T} \right) \omega_{\Phi}^2 + \left(\frac{1}{L_T} + \frac{1}{L_{\Phi}} \right) \omega_{01}^2 \right]^2 - 4 \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_{\Phi}} + \frac{1}{L_T} \right) L_T^{-1} \omega_{\Phi}^2 \omega_{01}^2 \right\}^{0.5} \times \left[2 \left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_{\Phi}} + \frac{1}{L_T} \right) \right]^{-1} \quad (12)$$

Домножим числитель и знаменатель (12) на L_T :

$$\omega_{2,1}^2 = \frac{(L_T/L + 1) \omega_{\Phi}^2 + (L_T/L_{\Phi} + 1) \omega_{01}^2 \pm \sqrt{Q}}{2(1 + L_T/L + L_T/L_{\Phi})},$$

где

$$Q = \left[(L_T/L + 1) \omega_{\Phi}^2 + (L_T/L_{\Phi} + 1) \omega_{01}^2 \right]^2 -$$

$$-4(L_T/L + L_T/L_{\Phi} + 1) \omega_{\Phi}^2 \omega_{01}^2. \quad (13)$$

Запишем (13) в виде

$$\left(\omega_{01}^2 - \omega_{\Phi}^2 \right) \left[\omega_{01}^2 (1 + 2L_T/L_{\Phi}) - \omega_{\Phi}^2 (1 + 2L_T/L) \right] + \left(\omega_{01}^2 L_T/L_{\Phi} + \omega_{\Phi}^2 L_T/L \right)^2.$$

Окончательно выражение (13) сводится к канонической форме Фостера:

$$\left| Z_{ВХ}(\omega) \right|_{R \rightarrow \infty} = \frac{\omega (\omega^2 - \omega_{\Phi}^2) (\omega^2 - \omega_{01}^2)}{\left(\frac{1}{L} + \frac{1}{L_{\Phi}} + \frac{1}{L_T} \right) (\omega^2 - \omega_1^2) (\omega^2 - \omega_2^2)}.$$

Таким образом, в статье получены аналитические и графические зависимости для оценки эффекта от применения демпфирующего фильтра, включая его использование совместно с резонансным фильтром.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Steeper D. E., Stratford R. P. Reactive compensation and harmonic suppression for industrial power systems using thyristor converters // IEEE Trans. on industry applications. 1976. Vol. IA-12, № 3. P. 232–254.
2. Merhej S. Y., Nichols W. H. Harmonic filtering for the offshore industry // IEEE Trans. on industry applications. 1994. Vol. IA-30, № 3. P. 533–542.
3. Xiao Jiang, Gole A. M. Energy recovery filter with variable quality factor // IEEE Trans. on power delivery. 1994. Vol. PD-9, № 3. P. 1625–1631.
4. Czarnecki L. S., Ginn H. L. Effects of damping on the performance of resonant harmonic filters // IEEE Trans. on power delivery. 2004. Vol. PD-19, № 2. P. 846–853.

5. Phipps J. K. A transfer function approach to harmonic filter design // IEEE industry applications magazine. 1997. Vol. 3, № 2. P. 68–82.
6. Investigation and Mitigation of harmonic amplification problems caused by single-turned filters / Chi-Jui Wu, Jung-Chen Chiang, Shih-Song Yen et al. // IEEE Trans. on power delivery. 1998. Vol. PD-13, № 3. P. 800–806.
7. Optimal planning of large passive-harmonic-filters set at high voltage level / Chih-Ju Chou, Chih-Wen Liu, June-Yown Lee, Kune-Da Lee // IEEE Trans on power systems. 2000. Vol. 15, № 1. P. 433–441.
8. Бакалов В. П., Игнатов А. Н., Крук Б. И. Основы теории электрических цепей и электроники: учеб. для высш. учеб. заведений. М.: Радио и связь, 1989. 528 с.

G. N. Tsitsikyan, Yu. D. Baranov

FSUE "CSRI MET" (branch of the FSUE "Krylov state research center") (Saint-Petersburg)

The effectiveness of joint use of resonance and second-order damping filters

Analytically and graphically evaluated the effect of joint use of damping and resonance filters. An example of the choice of filter parameters based on the obtained expressions and graphs. Analytical expressions are verified by bringing them to canonical Foster's forms.

Damping filter, resonance filter, canonical Foster's forms

Статья поступила в редакцию 3 сентября 2014 г.