

## РАСЧЕТ И ОПТИМИЗАЦИЯ ВЫХОДНОГО LC-ФИЛЬТРА ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

**В.В.Голубев**, канд.техн.наук,  
Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина.

*Предложена методика расчета и оптимизации выходного LC-фильтра преобразователя переменного напряжения с импульсным регулятором, активной нагрузкой и высокочастотным широтно-импульсным управлением, получены простые инженерные формулы для расчета оптимальных параметров фильтра. Библи. 2, рис. 7.*

**Ключевые слова:** импульсный преобразователь, переменное напряжение, фильтр, оптимизация.

Расчету и оптимизации электрических фильтров посвящено большое количество работ, но все они касаются преобразователей постоянного напряжения в переменное и наоборот.

В [1,2] дано аналитическое описание токов и напряжений в цепях второго порядка и, в частности, в выходном фильтре преобразователя переменного напряжения, имеющего свои особенности по сравнению с вышеупомянутыми преобразователями. Но в этих работах не ставилась задача оптимизации фильтров.

Целью настоящей статьи является получение простых инженерных формул для расчета оптимальных параметров выходного Г-образного LC-фильтра преобразователя переменного напряжения с двухключевым регулятором, активной нагрузкой  $R$  и высокочастотным широтно-импульсным управлением (коммутацией), принципиальная схема которого показана на рис. 1.

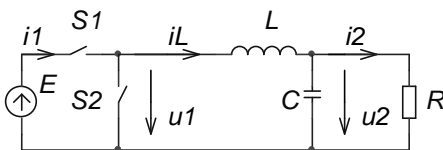


Рис. 1

Принятые допущения: питающая сеть – идеальный источник синусоидального напряжения  $e = U_m \sin \omega t$ , ключи идеальные, коммутация мгновенная, активными сопротивлениями реактора и конденсатора пренебрегаем.

Оптимальными параметрами фильтра и управления регулятором считаем такие значения индуктивности реактора  $L$ , емкости конденсатора  $C$  и относительной частоты коммутации  $k = \Omega_k / \omega$  при заданном сопротивлении нагрузки  $R$ , при кото-

рых поддерживается не ниже заданного качество выходного напряжения, выраженное в амплитуде (половина размаха) его пульсаций или коэффициенте гармоник, линейность регулирования основной гармоники выходного напряжения и ток сети, не превышающий тока нагрузки без фильтра.

**Пульсации выходного напряжения.** Качественный анализ кривых выходного напряжения показывает, что отношение частоты управления (коммутации ключей) регулятора к собственной (резонансной) частоте фильтра является фундаментальным параметром его оптимальности, обозначенным автором символом  $\varpi$  (*varpi*), и равным

$$\varpi = \Omega_k / \Omega_0 = k \omega \sqrt{LC}. \quad (1)$$

Ключевое значение этой величины состоит в том, что она является связующим звеном между качеством выходного напряжения, параметрами фильтра и частотой управления. Точную и простую математическую связь этих величин и предстоит установить.

Импульсно-модулированное выходное напряжение регулятора и входное напряжение фильтра  $u_1$  кроме основной содержит гармоники высшего порядка с относительными частотами  $n = nk \pm 1$ , где  $n=1,2,3,\dots$  – номер гармоники коммутационной (модуляционной) функции  $F$ , разложенной в ряд Фурье, и описывается выражениями

$$\begin{aligned} \bar{u}_1 = \frac{u_1}{U_m} = F \sin \omega t &= \left\{ \frac{\beta}{2\pi} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{\cos n\alpha - \cos n(\alpha + \beta)}{n\pi} \sin nk\omega t - \frac{\sin n\alpha - \sin n(\alpha + \beta)}{n\pi} \cos nk\omega t \right] \right\} \sin \omega t = \\ &= \frac{\beta}{2\pi} \sin \omega t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n\pi} \sin \frac{n\beta}{2} \left\{ \sin \left[ (nk+1)\omega t - n\alpha - \frac{n\beta}{2} \right] - \sin \left[ (nk-1)\omega t - n\alpha - \frac{n\beta}{2} \right] \right\} = \\ &= \frac{\beta}{2\pi} \sin \omega t + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{n\pi} \sin \frac{n\beta}{2} \cos n \left( k\omega t - \alpha - \frac{\beta}{2} \right) \sin \omega t, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $b = 0 \dots 2\pi$  – угол регулирования, суммарный за период сетевого напряжения ( $b/k$  – ширина импульса модулированного напряжения),  $a$  – фаза регулирования. Поскольку последняя не влияет на амплитуды гармоник, а только на их фазы, далее принимаем  $a = 0$ .

Каждая пара  $n$ -х гармоник образует биения колебаний с частотой несущей  $nk\omega$ .

После фильтра из высших гармоник в напряжении остаются только две гармоники, ближайшие к основной ( $n = 1$ ). Они образуют биения с частотой несущей  $k\omega$  (частотой коммутации) и синусоидой огибающей с частотой сети. Гармоники более высокого порядка подавляются до пренебрежимо малых величин.

На рис. 2 показаны кривые входного  $\bar{u}_1$  и выходного  $\bar{u}_2$  напряжений, а также биений  $\bar{u}_{2(k)}$  и их огибающей, фаза которой совпадает с фазой сети в отличие от основной гармоники выходного напряжения.

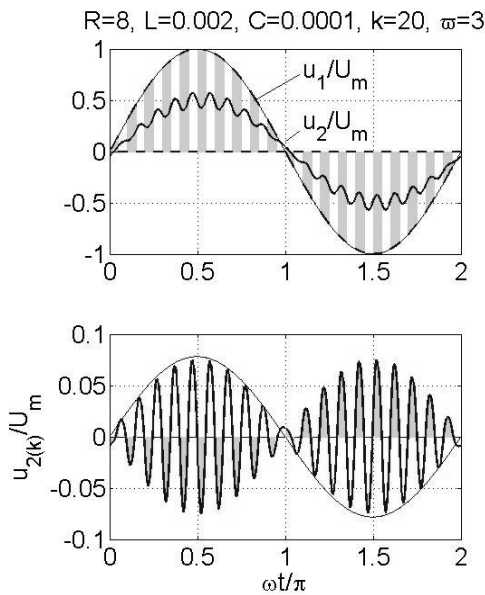


Рис. 2

**Основная гармоника выходного напряжения.** Одновременно с этим необходимо выяснить влияние добротности и частоты коммутации на линейность регулирования основной гармоники выходного напряжения.

Воспользовавшись (4), получим модуль передаточной функции по напряжению для основной гармоники

$$h_{(1)} = \left( \left( 1 - \frac{\omega^2}{k^2} \right)^2 + \frac{\omega^2}{Q^2 k^2} \right)^{-1/2}, \quad (6)$$

Самый большой размах пульсаций (огибающей биений) выходного напряжения расположен в середине диапазона регулирования, т.е. при  $\beta = \pi$ , где амплитуда их равна

$$\bar{U}_{1(k)m} = 2/\pi. \quad (3)$$

Поскольку модуль передаточной функции по напряжению  $k$ -й гармоники  $h_{(k)}$ , выраженный через  $\omega$ , определяется формулой

$$h_{(k)} = \left( (1 - \omega^2)^2 + \omega^2/Q^2 \right)^{-1/2}, \quad (4)$$

амплитуду пульсаций выходного напряжения фильтра получим в виде

$$\bar{U}_{2(k)m} = \frac{U_{2(k)m}}{U_m} = \bar{U}_{1(k)m} h_{(k)} = \frac{2}{\pi \sqrt{(1 - \omega^2)^2 + \omega^2/Q^2}}, \quad (5)$$

где  $Q = R/\rho$  – добротность цепи фильтр-нагрузка (*параллельная фильтру*);  $\rho = \sqrt{L/C}$  – волновое сопротивление фильтра.

Учитывая (6) и величины амплитуды основной гармоники на входе фильтра  $\bar{U}_{1(i)} = 1/2$ , получим ее величину на выходе фильтра

$$\bar{U}_{2(1)m} = \left( 2\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{k^2}\right)^2 + \frac{\omega^2}{Q^2 k^2}} \right)^{-1}. \quad (7)$$

Как видно из выражений (5) и (7) и кривых рис. 3, построенных по этим формулам, качество выходного напряжения и уровень основной гармоники зависят от соотношения частот регулирования и фильтра, а также от добротности цепи фильтр-нагрузка. Однако с увеличением сопротивления нагрузки влияние добротности падает, а  $\omega$  становится основным параметром, определяющим качество выходного напряжения.

Линейность же регулирования основной гармоники на выходе фильтра будет соблюдаться при условии равенства единице модуля передаточной функции.

На рис. 4 показаны семейства графиков зависимостей  $h_{(1)} = f(\omega)$  для разных  $Q$  при  $k=10$  и при  $k=40$ .

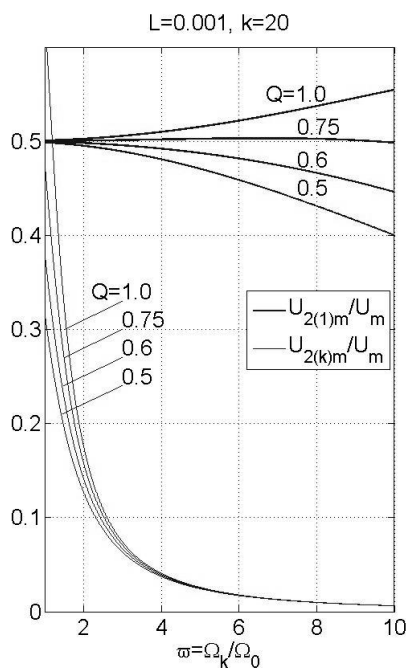


Рис. 3

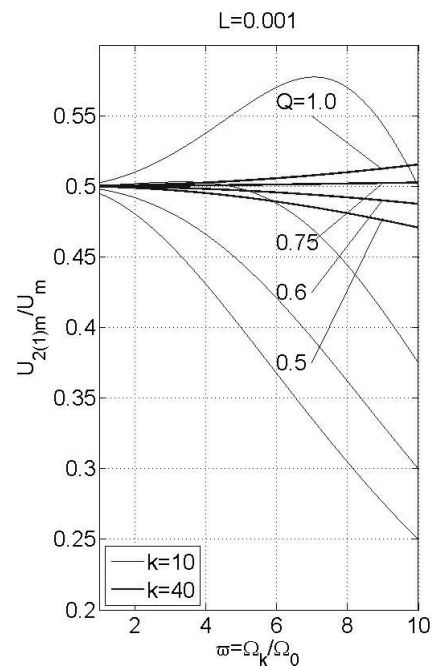


Рис. 4

Из этих графиков можно сделать важный вывод о том, что *повышение частоты коммутации существенно снижает влияние ее и добротности на регулировочную характеристику преобразователя.*

Решив относительно добротности  $Q$  уравнение  $h_{(1)} = 1$ , получим ее величину

$$Q = 1/\sqrt{2 - \omega^2/k^2} = 1/\sqrt{2}, \quad (8)$$

при которой выполняется условие линейности регулирования основной гармоники выходного напряжения, а из (5) с учетом (8) – окончательную формулу для расчета величины максимально возможных пульсаций выходного напряжения

$$\bar{U}_{2(k)m} = 2/\pi\omega^2, \quad (9)$$

определяющую четкую и однозначную зависимость качества выходного напряжения от отношения частот коммутации и фильтра и, в конечном итоге, от установленной мощности фильтра.

**Коэффициент гармоник выходного напряжения.** Поскольку показателем качества переменного напряжения на нагрузке является коэффициент гармоник, найдем его связь с амплитудой огибающей биений (пульсаций выходного напряжения).

Действующее значение суммы высших гармоник в выходном напряжении, в нашем случае – двух гармоник, ближайших к основной (рис. 1), и описываемых формулой

$$\bar{u}_{2(k)} = u_{2(k)} / U_m = \bar{U}_{2(k)m} \sin \omega t \sin k \omega t,$$

полученной из (2), определяется выражением

$$\bar{U}_g = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (\bar{U}_{2(k)m} \sin \omega t \sin k \omega t)^2 d \omega t} = \bar{U}_{2(k)m} / 2. \quad (10)$$

Действующее значение основной гармоники выходного напряжения в середине диапазона регулирования

$$\bar{U}_{2(1)} = U_{2(1)} / U_m = 1 / (2\sqrt{2}). \quad (11)$$

Отсюда получим коэффициент гармоник, выраженный через амплитуду пульсаций, отнесенную к амплитуде напряжения сети,

$$K_g = \bar{U}_g / \bar{U}_{2(1)} = \bar{U}_{2(k)m} \sqrt{2}, \quad (12)$$

или с учетом (9) – через отношение частот  $\varpi$

$$K_g = 2\sqrt{2} / \pi \varpi^2. \quad (13)$$

**Оптимальные параметры фильтра.** Из (9) по заданному качеству выходного напряжения определяем значение  $\varpi$

$$\varpi = \sqrt{2 / \pi \bar{U}_{2(k)m}} = \sqrt{2\sqrt{2} / \pi K_g}, \quad (14)$$

из (1), используя (14), – произведение  $LC$

$$LC = (\varpi / k \omega)^2 = 2 / \pi k^2 \omega^2 \bar{U}_{2(k)m} \quad (15)$$

и, используя (8) и (15), – оптимальные параметры выходного фильтра

$$L = \frac{\varpi R \sqrt{2}}{k \omega} = \frac{2R}{k \omega \sqrt{\pi \bar{U}_{2(k)m}}}, \quad C = \frac{\varpi}{k \omega R \sqrt{2}} = \frac{1}{k \omega R \sqrt{\pi \bar{U}_{2(k)m}}}. \quad (16,17)$$

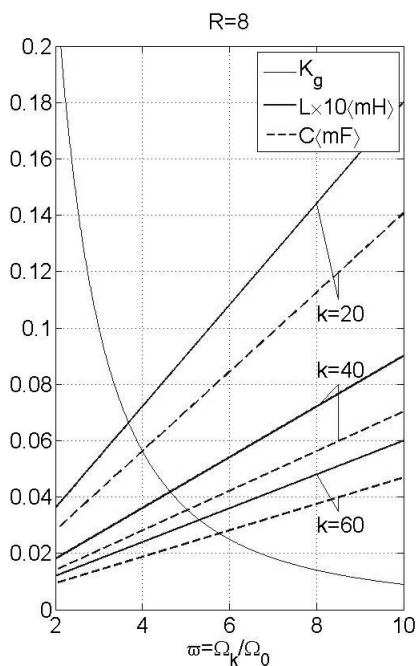


Рис. 5

Необходимо отметить, что во всех формулах используется *номинальное (или минимальное, если оно переменное) сопротивление нагрузки R, увеличение которого* относительно оптимального вплоть до холостого хода не влияет на качество выходного напряжения и *сохраняет колебательный режим цепи фильтр-нагрузка*, т.к. условие этого режима –  $Q > 1/2$ , согласно (8), всегда выполняется.

На рис. 5 показаны графики зависимостей коэффициента гармоник, индуктивности реактора и емкости конденсатора от отношения частот  $\varpi$  для разных частот управления  $k$ , построенные по формулам (12), (16) и (17) соответственно.

Из рис. 5 видно: чтобы на этапе проектирования при изменении частоты управления сохранить качество выходного напряжения на том же уровне ( $\varpi = \text{const}$ ), следует соответственно изменить параметры фильтра согласно (1).

На рис. 6 и рис. 7 приведены диаграммы входных напряжений и токов оптимального фильтра при коэффициентах заполнения  $\gamma = \beta / 2\pi = 0,5$  и  $\gamma = 0,8$  соответственно. Токи отнесены к базовой величине  $I_m = U_m / R$  амплитуды тока нагрузки без фильтра и регулирования.

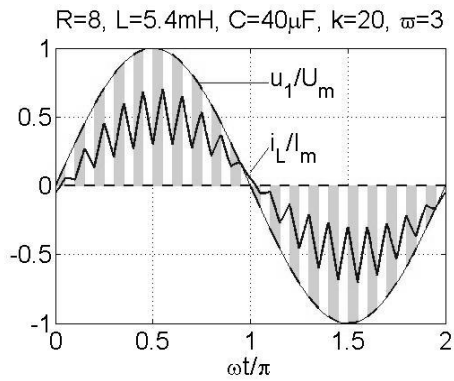


Рис. 6

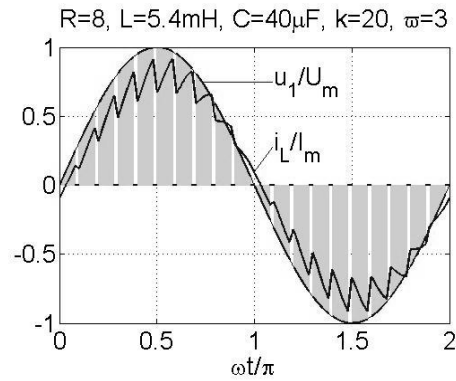


Рис. 7

Как следует из этих рисунков, входной ток фильтра не превышает базового. Таким образом, вышезаданным критериям оптимизации целиком удовлетворяет предложенная методика расчета параметров фильтра. Рис. 2, рис. 6 и рис. 7 построены по обобщенным формулам, полученным в [2].

В заключение можно сказать, что принятые критерии оптимизации не догма, и что предложенная методика может быть полезна и для других критериев оптимизации. Но при необходимости изменить отношение  $L/C$  с целью, например, снижения массы или габаритов фильтра при том же качестве выходного напряжения ( $LC = \text{const}$ ), следует учесть, что с уменьшением  $L$  повышается добротность фильтра и с ней входной ток и выходное напряжение, и наоборот.

1. Голубев В.В., Петрусенко С.В. Аналитическое описание электромагнитных процессов в импульсных преобразователях переменного напряжения с выходным  $RLC$ -фильтром и активной нагрузкой // Силовые полупроводниковые преобразователи и электрооборудование для электросберегающих технологий. – Киев: ИЭД АН УССР, 1988. – С. 45–50.

2. Голубев В.В. Квазиустановившаяся реакция цепей второго порядка на воздействие периодического кусочно-синусоидального напряжения // Техн. электродинамика. – 1995. – № 2. – С. 19–23.

УДК 621.316.722

## Розрахунок та оптимізація $LC$ -фільтра імпульсного перетворювача змінної напруги

В.В.Голубев, канд.техн.наук,

Інститут електродинаміки НАН України, пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна.

Запропоновано методику розрахунку та оптимізації вихідного  $LC$ -фільтра перетворювача змінної напруги з імпульсним регулятором, активним навантаженням і високочастотним широтно-імпульсним керуванням, отримано прості інженерні формули для розрахунку оптимальних параметрів фільтра. Бібл. 2, рис. 7.

**Ключові слова:** імпульсний перетворювач, змінна напруга, фільтр, оптимізація.

## Calculation and optimization of the $LC$ -filter of the pulse converter of a AC voltage

V.V.Golubev,

Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine, Peremogy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine.

The design procedure and is offered to optimization of the target  $LC$ -filter of the converter of a AC voltage with a pulse regulator, active loading and high-frequency pulse-width regulation, simple engineering formulas for calculation of optimum parameters of the filter are received. References 2, figures 7.

**Keywords:** pulse converter, AC voltage, filter, optimization.

1. Golubev V.V., Petrusenko S.V. The analytical description of electromagnetic processes in pulse converters of a AC voltage with the target  $RLC$ -filter and active loading // Silovye poluprovodnikovye preobrazovateli i elektrooborudovanie dlia elektrosberegaiushchikh tekhnologii. – Kiev: Institut Elektrodinamiki Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy, 1988. – Pp. 45–50. (Rus)

2. Golubev V.V. The quasi-installed reaction of circuits of the second order to influence of a periodic PWM-sine wave voltage // Tekhnicheskaiia elektrodinamika. – 1995. – № 2. – Pp. 19–23. (Rus)

Надійшла 26.05.2011

Received 26.05.2011