

Искажения тока питающей сети за счет второй гармоники входного тока корректора коэффициента мощности

Геннадий Белов, д. т. н.

malgrig6@rambler.ru

Александр Серебрянников

alex-silver@mail.ru

Корректоры коэффициента мощности (ККМ) в зависимости от построения системы управления можно разделить на три группы:

- работающие в режиме непрерывного тока с двухконтурной системой управления (при использовании микросхемы UC3854 и ее аналогов) [1];
- с отпиранием силового транзистора при нуле тока (с использованием микросхемы UC3852 и ее аналогов) [2];
- работающие в режиме непрерывного тока, с упрощенной двухконтурной системой управления (на базе микросхемы IR1150) [3].

Искажения тока питающей сети ККМ с двухконтурной системой управления вызываются следующими причинами:

- серповидными искажениями при идеальном задающем сигнале токового контура [1];
- дополнительной второй гармоникой задающего сигнала токового контура, возникающей за счет вторых гармоник на выходах регулятора напряжения $u_{рн}$ и цепи прямого регулирования по входному напряжению $u_{п.р}$ [1]. Эта вторая гармоника называется дополнительной, поскольку в неискаженном входном токе ККМ содержится своя вторая гармоника.

На рис. 1 представлена упрощенная схема ККМ с двухконтурной системой управления. На рис. 2 показаны неискаженная кривая входного тока, содержащая свою вторую гармонику, и суммирующаяся с ней кривая дополнительной (искажающей) второй гармоники. Тогда

$$i_L = I_{Lcpm} \sin \omega_c t - I_{L(2)m} \sin 2\omega_c t \quad (1)$$

где I_{Lcpm} — амплитуда неискаженной гладкой (без учета высокочастотных пульсаций) составляющей тока силового дросселя; $I_{L(2)m}$ — амплитуда дополнительной второй гармоники тока силового дросселя.

Равный 180° фазовый сдвиг дополнительной второй гармоники тока дросселя принят из условия получения нулевого суммарного тока при $t = 0$. Кривая тока питающей сети в этом случае обладает симметрией III рода [4], которая называется также полуволновой симметрией [5]:

$$i_c(t + T_c/2) = i_c(t),$$

где T_c — период питающей сети. Тогда амплитуды косинусных составляющих тока питающей сети [4]

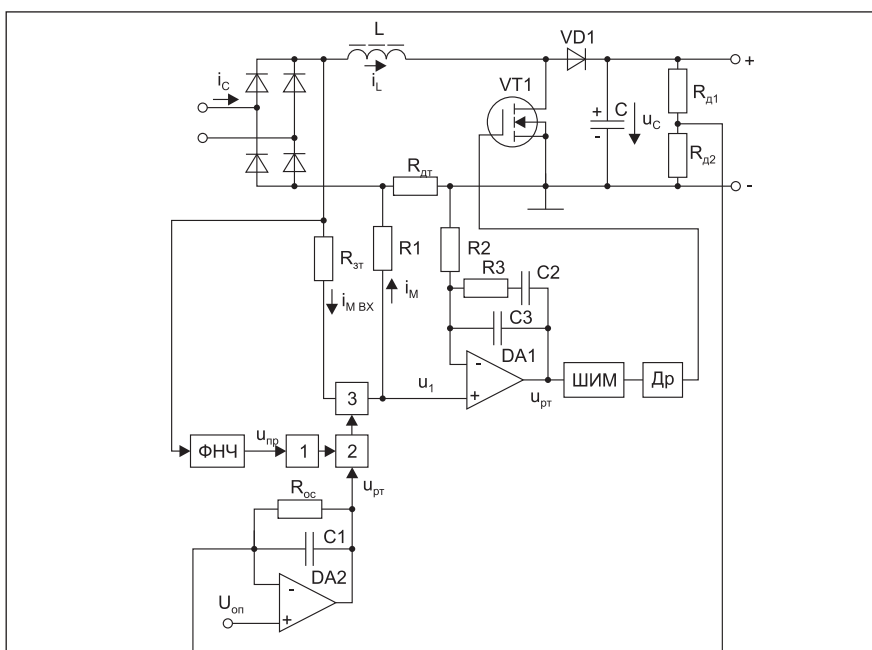


Рис. 1. Упрощенная схема ККМ с двухконтурной системой управления: 1 — квадрат; 2 — делитель; 3 — умножитель; ШИМ — широтно-импульсный модулятор; Др — драйвер; $u_{п.р}$, $u_{рн}$, $u_{рт}$ — выходные напряжения цепи прямого регулирования, регуляторов напряжения и тока

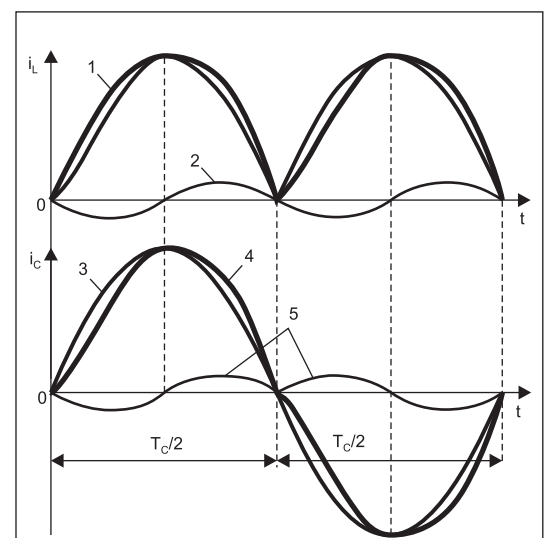


Рис. 2. Представление тока дросселя ККМ в виде суммы идеальной составляющей 1 и дополнительной второй гармоники 2; идеальная 3 и искаженная 4 кривые тока сети; составляющая тока сети 5, вызванная дополнительной второй гармоникой тока дросселя

$$a_{2k} = 0;$$

$$a_{2k+1} = \frac{4}{T_c} \int_0^{T_c/2} i_c(t) \cos(2k+1) \omega_c t dt, \quad (2)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots,$$

амплитуды синусных составляющих

$$b_{2k} = 0;$$

$$b_{2k+1} = \frac{4}{T_c} \int_0^{T_c/2} i_c(t) \sin(2k+1) \omega_c t dt, \quad (3)$$

$$k = 0, 1, 2, \dots,$$

где ток сети $i_c(t)$ в течение интервала интегрирования совпадает с током дросселя (1). В результате получаем:

$$a_{2k+1} = \frac{8}{\pi(2k-1)(2k+3)} I_{L(2)m},$$

$$k = 0, 1, 2, \dots,$$

$$b_{2k+1} = \begin{cases} I_{L(2)m} & \text{при } k = 0, \\ 0 & \text{при } k > 0. \end{cases} \quad (4)$$

Таким образом, ток питающей сети при наличии дополнительной второй гармоники во входном токе с учетом (4) определяется выражением (5).

Дополнительная вторая гармоника входного тока ККМ вызывает появление в токе питающей сети ряда дополнительных гармоник, наибольшими из которых являются первая и третья, причем амплитуда третьей примерно равна половине амплитуды второй гармоники входного тока. Дополнительная первая гармоника тока с амплитудой $0,849 I_{L(2)m}$ увеличивает отставание по фазе полного тока сети от напряжения, остальные ухудшают коэффициент гармоник.

Для проверки правильности выражения (5) выполнено моделирование входной цепи ККМ в среде MATLAB/Simulink (рис. 3).

Сигнал напряжения питающей сети $u_c = \sqrt{2} U_c \sin \omega_c t$ формируется генератором синусоидального сигнала. Выпрямительный мост построен на практически идеальных диодах D1–D4: сопротивление во включенном состоянии — 0,001 Ом, сопротивление и емкость последовательных RC-цепей (снабберов), моделирующих работу диодов в выключенном состоянии, 1 кОм и 1 нФ соответственно.

Для задания тока нагрузки используется блок **Controlled Current Source**, являющийся источником тока, на который подается управляющий сигнал s-вида $I_{Lcpm} |\sin \omega_c t - I_{L(2)m} \sin 2\omega_c t$. Этот блок преобразует любой управляющий сигнал в электрический ток со-

$$i_c = I_{Lcpm} \sin \omega_c t + \sum_{k=0}^{\infty} a_{2k+1} \cos(2k+1) \omega_c t =$$

$$= I_{Lcpm} \sin \omega_c t - 0,849 I_{L(2)m} \cos \omega_c t + 0,509 I_{L(2)m} \cos 3\omega_c t +$$

$$+ 0,121 I_{L(2)m} \cos 5\omega_c t + 0,0566 I_{L(2)m} \cos 7\omega_c t + \dots \quad (5)$$

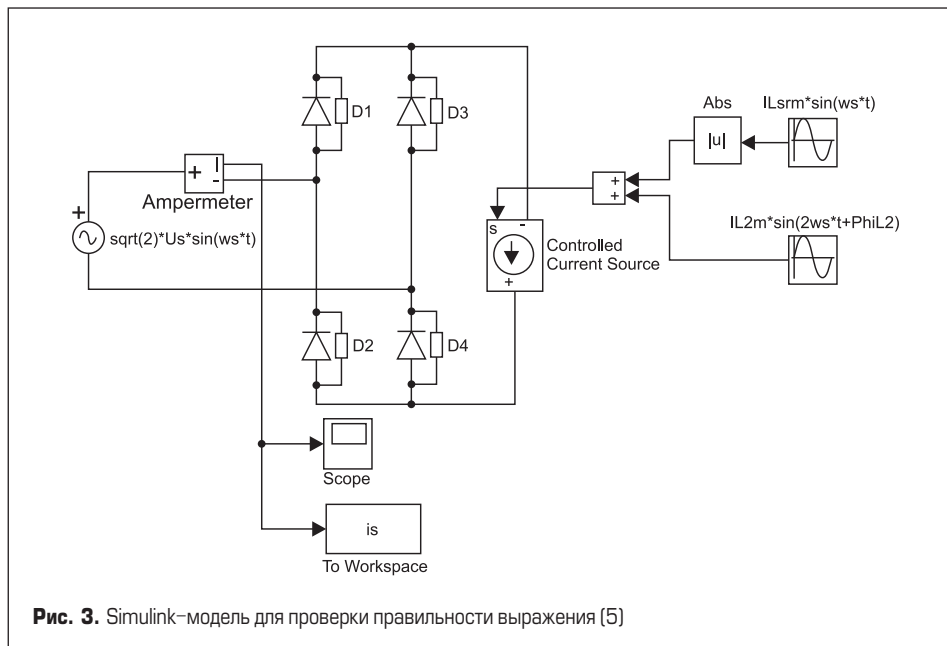


Рис. 3. Simulink-модель для проверки правильности выражения (5)

ответствующей формы. Ток сети измеряется с помощью инструмента **Ampermeter**, выходной сигнал которого подается на блок **Scope**, необходимый для отображения осциллограмм, и передается в рабочую область пакета MATLAB для дальнейшего гармонического анализа тока сети специальной программой, использующей стандартную функцию БПФ.

Нужно отметить, что из-за наличия в модели нелинейных элементов (диодов) Simulink может рассчитывать процессы только с использованием методов с переменным шагом. Поэтому перед вычислением БПФ, предполагающего постоянный шаг дискретизации исходного сигнала, приходится преобразовывать полученный вектор тока питающей сети с переменным шагом в новый вектор с постоянным шагом, используя для вычисления новых отсчетов линейную интерполяцию.

Результаты гармонического анализа тока сети показали правильность выражения (5) с достаточно высокой точностью при любых значениях напряжения сети U_c , амплитуд гладкой составляющей I_{Lcpm} и второй гармоники $I_{L(2)m}$ тока дросселя. Равенство (5) можно использовать при расчетах ККМ. Для этого вводятся коэффициенты пульсаций по второй гармонике выходных напряжений регулятора напряжения

$$K_{п}^{u_{рн}} = U_{рн(2)m} / u_{рн.рп}$$

и цепи прямого регулирования

$$K_{п}^{u_{п.р}} = U_{п.р(2)m} / u_{п.р.рп}$$

где $U_{рн(2)m}$ и $U_{п.р(2)m}$ — амплитуды вторых гармоник напряжений на выходах регулятора напряжения и цепи прямого регулирования; $u_{рн.рп}$ и $u_{п.р.рп}$ — средние значения напряжений $u_{рн}$ и $u_{п.р}$.

На основании выражения (5) определяются допустимые значения коэффициентов пульсаций

$$K_{п.доп}^{u_{рн}} = \frac{\pi}{2 \times 0,509} \left(\frac{I_{c(3)m}^{u_{рн}}}{I_{Lcpm}} \right)_{доп},$$

$$K_{п.доп}^{u_{п.р}} = \frac{\pi}{4 \times 0,509} \left(\frac{I_{c(3)m}^{u_{п.р}}}{I_{Lcpm}} \right)_{доп},$$

где $I_{c(3)m}^{u_{рн}}$ и $I_{c(3)m}^{u_{п.р}}$ — допустимые амплитуды третьих гармоник тока питающей сети, вызванных дополнительными вторыми гармониками входного тока.

Далее найденные значения коэффициентов пульсаций напряжений $u_{рн}$ и $u_{п.р}$ используются при расчете регулятора напряжения и фильтра цепи прямого регулирования.

Литература

1. Todd P. C. UC3854 controlled power factor correction circuit design // Product and Applications. Handbook 1995/96. Integrated circuits Unitrode. U-134. <http://www.ti.com/>
2. Andreycaк B. Power factor correction using the UC3852 controlled on-time zero current switching technique // Product and Applications. Handbook 1995/96. Integrated Circuits Unitrode. U-132.
3. Brown R. PFC Converter Design with IR1150 One Cycle Control IC. // Application Note AN-1077. International Rectifier Technical Assistance Center.
4. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. М.: Наука. 1967.
5. Аррилага Дж. Гармоники в электрических сетях / Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат. 1990.