

УДК 621.314; 621.316

ВЛИЯНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ НА ПАРАМЕТРЫ КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ В НИЗКОВОЛЬТНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ

А.К. Шидловский¹, акад. НАН Украины, **А.Ф. Жаркин²**, чл.-корр. НАН Украины, **И.В. Мостовяк³**, докт. техн. наук, **В.С. Федий⁴**, докт. техн. наук, **В.А. Новский⁵**, канд. техн. наук, **А.В. Козлов⁶**, канд. техн. наук

1–6 –Ин-т электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина

Приведены основные результаты теоретических исследований, полученные в отделе стабилизации параметров электромагнитной энергии ИЭД НАН Украины при выполнении в 2010 году научно-исследовательской работы по теме "Сигма - Ш2" в соответствии с планом фундаментальных исследований в области повышения качества электроэнергии и обеспечения ЭМС в электрических сетях низкого напряжения с изменяющимися и нелинейными электроприемниками. Библ. 5, рис. 2.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, активный фильтр, выпрямитель, гармоника, качество электрической энергии, ряд Фурье.

1. Активная фильтрация неосновных гармоник в электрических сетях с помощью мостовых непосредственных преобразователей частоты

Вследствие широкого применения различных устройств с нелинейными характеристиками возникла проблема отрицательного влияния таких устройств на качество электрической энергии в автономных и промышленных системах электроснабжения. Причиной ухудшения качества электроэнергии является нелинейный и импульсный характер процессов преобразования энергии посредством силовых ключевых элементов, дискретно управляющих потоками электроэнергии и вызывающих искажение синусоидальной формы кривых токов и напряжений. Поэтому современные стандарты на качество электрической энергии и ЭМС ограничивают содержание высших гармоник тока (напряжения) в системах электроснабжения [1].

Для улучшения параметров качества электрической энергии и обеспечения ЭМС применяют пассивные (ПФ) и активные (АФ) фильтры, а также различные корректирующие устройства. Принцип действия АФ с частотным преобразованием энергии основан на выпрямлении с помощью непосредственного преобразователя частоты (НПЧ) напряжения одной из высших гармоник в спектре напряжения сети и подаче выпрямленного напряжения на сглаживающий реактор с очень малым омическим сопротивлением. При этом по отношению к фильтруемой гармонике фильтр представляет собой управляемый выпрямитель, работающий в режиме, близком к короткому замыканию. Поскольку уровень выпрямленного напряжения на реакторе можно плавно регулировать (за счет сдвига по фазе импульсов управления частотой $f_y = \nu f_1$, где f_1 – частота сети, ν – номер гармоники), то подобные моногармонические активные фильтры (МАФ) могут с требуемой точностью ограничивать (стабилизировать) амплитуду заданной ν -й гармоники на входных зажимах потребителей независимо от колебаний частоты сети и изменения ее частотной характеристики. Такие фильтры могут быть легко перестроены на фильтрацию любой неосновной гармоники в спектре несинусоидального напряжения (выше или ниже основной) путем соответствующего изменения частоты импульсов управления ключами в силовой схеме НПЧ.

Моногармонические активные фильтры обеспечивают формирование тока фильтра из свободной составляющей RLC -контура, которая возникает при однократном включении его на переменное напряжение. Для формирования практически незатухающих (т.е. синусоидальных) колебаний частотой $v\omega_1$, что и требуется от МАФ, необходимо дополнить указанный контур вентильным коммутатором, многократно переключающим обкладки конденсатора этого контура (либо выводы реактора).

Идеализированные схемы простейших МАФ, подключенных к однофазной сети, состоят из коммутаторов (в виде НПЧ матричного типа), собранных по нулевой схеме и выполненных на полностью управляемых ключах переменного тока [5]. Кроме того, в МАФ могут быть использованы также мостовые схемы НПЧ, не содержащие трансформаторов и выполненные на четырех попарно коммутируемых ключах. На выходе (входе) НПЧ включен конденсатор (реактор) (вариант МАФ-А) либо реактор (конденсатор) (вариант МАФ-Б).

Основными условиями осуществления режима активной фильтрации, независимо от варианта включения коммутатора, являются:

1) выбор резонансной частоты RLC -контура, которая равна частоте фильтруемой гармоники нелинейной нагрузки $\omega_0 = v\omega_1$ или в относительных единицах – $v = \omega_0 / \omega_1 = 1 / \omega_1 \sqrt{LC}$;

2) управление ключами коммутатора с определенной частотой, равной

$$f_y = |v \pm 1| f_1 / km \quad (v \neq 1), \quad (1)$$

где $k = 1, 2, 3 \dots$ – дискретная переменная; m – число фаз источника переменных напряжений, из которых формируется кривая напряжения на выходе коммутатора.

При использовании формулы (1) необходимо учитывать возможность появления перенапряжений (сверхтоков) в схеме для таких сочетаний v, k , при которых полученное значение f_y будет равным или в целое число раз меньшим частоты сети, т.е. при выполнении равенства $f_y = f_1/a$ ($a = 1, 2, 3 \dots$).

Значение k при этом определяется из равенства

$$|v \pm 1| f_1 / 2k = f_1 / a \quad (2)$$

и равно

$$k = |v \pm 1| a / 2. \quad (3)$$

Используя в качестве базовых единиц для напряжений амплитуду напряжения сети U_m , а для токов амплитуду тока прямого включения конденсатора в сеть $I_{\text{пр}} = U_m \omega_1 C$, исследуем электромагнитные процессы в МАФ при добротности контура $Q = \infty$. Тогда в относительных единицах можно записать для мгновенных значений напряжения (тока) конденсатора

$$u_C^*(t) = \frac{v^2}{v^2 - 1} \sin(\omega_1 t + \psi) + \left(U_{C(0)}^* - \frac{v^2}{v^2 - 1} \sin \psi \right) \cos v\omega_1 t + \frac{1}{v} \left(I_{L(0)}^* - \frac{v^2}{v^2 - 1} \cos \psi \right) \sin v\omega_1 t; \quad (4)$$

$$i_C^*(t) = \frac{v^2}{v^2 - 1} \cos(\omega_1 t + \psi) + \left(I_{L(0)}^* - \frac{v^2}{v^2 - 1} \cos \psi \right) \cos v\omega_1 t - v \left(U_{C(0)}^* - \frac{v^2}{v^2 - 1} \sin \psi \right) \sin v\omega_1 t, \quad (5)$$

где $U_{C(0)}^*$, $I_{L(0)}^*$ – начальные условия в момент коммутации, которые определяются в установившемся режиме для варианта МАФ – А и $Q = \infty$ из следующих уравнений:

$$U_{C(0)}^* = \frac{v^2}{v^2 - 1} \cdot \frac{\cos \omega_1 T_{\text{и}} - \cos v\omega_1 T_{\text{и}}}{\sin \omega_1 T_{\text{и}}} \cos \psi = \frac{v^2}{v^2 - 1} \cdot \frac{2 \sin[(v+1)\omega_1 T_{\text{и}} / 2] \sin[(v-1)\omega_1 T_{\text{и}} / 2]}{\sin \omega_1 T_{\text{и}}} \cos \psi; \quad (6)$$

$$I_{L(0)}^* = \frac{v^2}{v^2 - 1} \cdot \frac{\sin \omega_1 T_{\text{и}} - v \sin v\omega_1 T_{\text{и}}}{\sin \omega_1 T_{\text{и}}} \cos \psi. \quad (7)$$

Определим закономерности изменения входных параметров рассматриваемых фильтров в отдельности для каждого из вариантов.

I. На выходе коммутатора включен конденсатор (вариант МАФ – А)

Поскольку длительность интервала управления ключами коммутатора и частота генерируемой фильтром гармоника связаны зависимостью

$$\omega_1 T_{\text{и}} = 2\pi k / (v \pm 1), \quad (8)$$

то, как следует из уравнения (6), напряжение на конденсаторе на границах каждого интервала проводимости ключей (т.е. в моменты их коммутаций) для любого периода управления и произвольной начальной фазы ψ будет всегда равно нулю, в том числе и при включении фильтра в сеть, иными словами, коммутация будет происходить с нулевыми начальными условиями по напряжению.

Решая уравнения (4), (5) для моментов времени $t = 0$ (начало I интервала n -го периода управления) и $t = T_y/2$ (начало II интервала того же периода управления) с учетом начальных условий (6), (7) и зависимости (8), получаем уравнение напряжения на входе коммутатора:

$$u_{\text{вх}}^* = \frac{v^2}{v^2 - 1} [\sin(\omega_1 t + \psi) \pm \sin(v\omega_1 t \mp \psi)], \quad (9)$$

где нижний знак соответствует $f_{y,\text{мин}}$, а верхний – $f_{y,\text{макс}}$.

Следовательно, напряжение на входе коммутатора состоит из двух слагаемых *равной* амплитуды – вынужденной (ω_1) и свободной ($v\omega_1$) составляющих, при этом последняя может регулироваться по фазе как в сторону опережения (при $f_{y,\text{мин}}$), так и отставания (при $f_{y,\text{макс}}$).

В качестве примера на рис. 1 показаны построенные по выражению (9) кривые напряжений сети $e^*(t)$, входного напряжения фильтра $u_{\text{вх}}^*(t)$ и его свободной составляющей $u_{\text{АФ}}^*$ (для характерных четных и нечетных значений v).

II. На выходе коммутатора включен реактор (вариант МАФ – Б)

Начальные условия для данного варианта будут иными по сравнению с вариантом МАФ – А и описываются для установившегося режима следующими уравнениями:

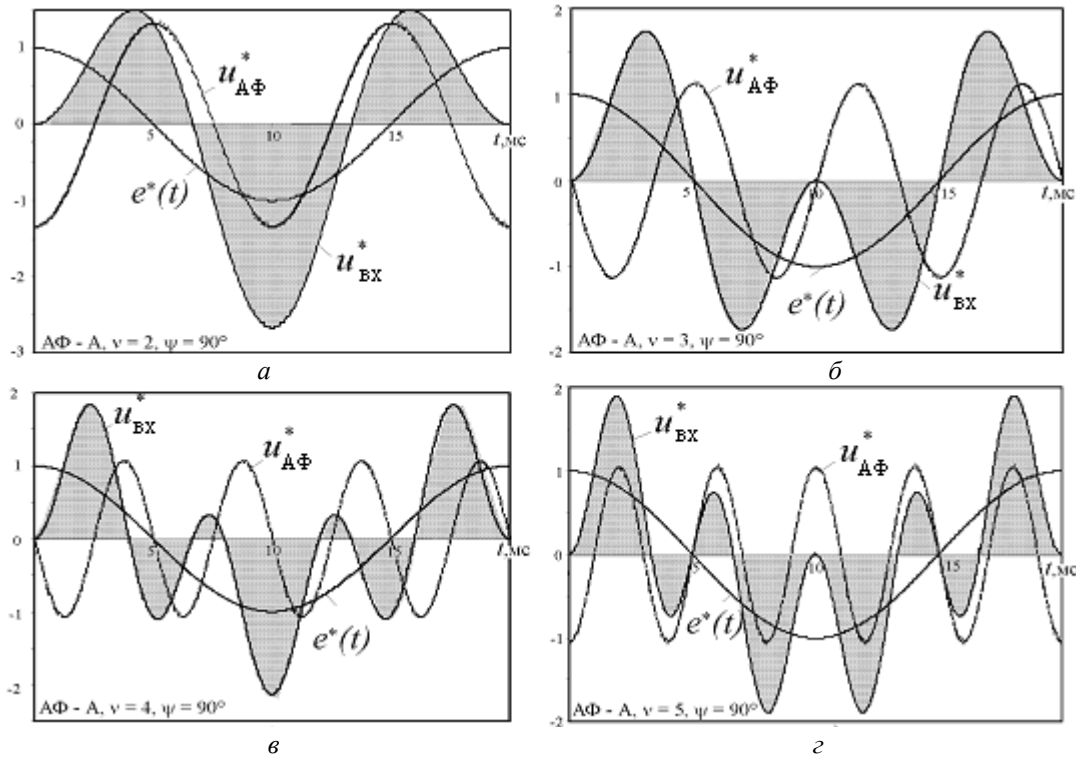


Рис. 1

$$U_{C(0)}^* = \frac{v^2}{v^2 - 1} \cdot \frac{\sin \omega_1 T_{\text{и}} - \frac{1}{v} \sin v\omega_1 T_{\text{и}}}{\sin \omega_1 T_{\text{и}}} \sin \psi; \quad (10)$$

$$I_{L(0)}^* = -\frac{v^2}{v^2-1} \cdot \frac{2 \sin[(v+1)\omega_1 T_H / 2] \sin[(v-1)\omega_1 T_H / 2]}{\sin \omega_1 T_H} \sin \psi. \quad (11)$$

При выполнении условия (8) начальный ток в моменты коммутации ключей (в т.ч. и при пуске) будет всегда равен нулю независимо от значений v и ψ . Выполнив соответствующие преобразования для $t = 0$ и $t = T_y/2$, по аналогии с вариантом МАФ – А, получим выражение для определения входного тока фильтра:

$$i_{вх}^* = \frac{v^2}{v^2-1} [\cos(\omega_1 t + \psi) - \cos(v\omega_1 t \mp \psi)]. \quad (12)$$

Входной ток фильтра также состоит из двух слагаемых равной амплитуды, а именно вынужденной (ω_1) и свободной ($v\omega_1$) составляющих, при этом последняя регулируется по фазе в сторону опережения (при $f_{y,мин}$) либо отставания (при $f_{y,макс}$). Выражения для определения $i_{вх}^*$ при $f_{y,мин}$ и $f_{y,макс}$ могут отличаться знаком свободной составляющей ($\psi = 90^\circ$), а могут и совпадать ($\psi = 0^\circ$). Анализ результатов исследования показал, что амплитуда свободной составляющей входного тока для МАФ – А в v раз больше соответствующей амплитуды в МАФ – Б. Поэтому при компенсации v -й гармоники тока нелинейной нагрузки фильтром МАФ – Б питающая сеть будет в v раз больше загружаться реактивным током основной гармоники (емкостного характера при $v > 1$, индуктивного – при $v < 1$), что не всегда может быть полезным (например, при избытке реактивной мощности в сети).

При необходимости плавного регулирования амплитуды v -й гармоники МАФ выполняется из двух параллельно включенных фильтров половинной мощности, управление которыми происходит таким образом, чтобы обеспечить геометрическое суммирование их входных токов (подобный способ регулирования применяется в инверторах напряжения, но требует установки выходного трансформатора на каждый инвертор).

Возможно создание трехфазных МАФ как в виде группы из трех однофазных (по одному на фазу сети), так и с использованием трехфазного НПЧ с девятью ключами переменного тока.

Таким образом, на базе последовательного RLC -контура, дополненного вентильным коммутатором в цепи одного из его реактивных элементов, возможно создание моногармонических одно- и трехфазных активных фильтров с плавным и независимым регулированием амплитуды и фазы генерируемой фильтром v -й гармоники. Рассмотренные фильтры могут использоваться в составе гибридных МАФ, а также в качестве “чистых” источников гармоник в электротехнических испытательных стендах [4].

2. Гармонические составляющие входного тока выпрямителя с активно-емкостной нагрузкой

Схема мостового выпрямителя с емкостным фильтром в настоящее время широко применяется в источниках вторичного электропитания (ИВЭП). Его активно-емкостная нагрузка создается при использовании конденсатора фильтра с емкостью C_ϕ для сглаживания кривой выпрямленного напряжения. Включение конденсатора параллельно нагрузке с сопротивлением R_H изменяет режим работы выпрямителя. Поведение цепи, которое обусловлено процессами заряда и разряда конденсатора, характеризуется импульсным режимом ее работы.

Вид кривой тока $i_{вх}(t)$, потребляемого выпрямителем от питающей сети, зависит от выпрямленного напряжения, мощности и характера нагрузки. Синусоидальная форма входного тока однофазных неуправляемых выпрямителей возможна только при чисто активной нагрузке. Отличие формы кривой тока $i_{вх}(t)$ от синусоидальной свидетельствует о том, что выпрямитель для питающей сети переменного тока является генератором некоторого спектра высших гармонических составляющих. Последнее отражает отрицательное воздействие выпрямителя на сеть переменного тока, поскольку протекание высших гармонических тока по элементам сети (генераторы, передающие линии и промежуточные трансформаторы) вызывает в них дополнительные потери мощности и нагревание [3].

Определим значения гармонических составляющих входного тока $i_{\text{вх}}(t)$ выпрямителя с активно-емкостной нагрузкой, который аппроксимируем тригонометрическим полиномом, например, вида

$$i_{\text{вх}}(t) = I_1 \sin \omega t - I_3 \sin 3\omega t + I_5 \sin 5\omega t - I_7 \sin 7\omega t, \quad (13)$$

где I_1, I_3, I_5, I_7 – амплитудные значения гармоник тока; ω – круговая частота.

Разложение уравнения (13) показывает, что в токе $i_{\text{вх}}(t)$ помимо основной присутствует также 3-, 5- и 7-я гармоники, которые оказывают наибольшее отрицательное влияние на электрооборудование.

Пусть входное напряжение задается в виде $u_{\text{вх}}(t) = U_m \sin \omega t$. Тогда входная мгновенная мощность будет определяться как

$$p_{\text{вх}}(t) = u_{\text{вх}}(t)i_{\text{вх}}(t) = U_m \sin \omega t (I_1 \sin \omega t - I_3 \sin 3\omega t + I_5 \sin 5\omega t - I_7 \sin 7\omega t) = \\ = \frac{U_m I_1}{2} + \cos 2\omega t \left(-\frac{U_m I_1}{2} - \frac{U_m I_3}{2} \right) + \cos 4\omega t \left(\frac{U_m I_3}{2} + \frac{U_m I_5}{2} \right) + \cos 6\omega t \left(-\frac{U_m I_5}{2} - \frac{U_m I_7}{2} \right) + \cos 8\omega t \left(\frac{U_m I_7}{2} \right). \quad (14)$$

Соотношение между входными и выходными режимами однофазного мостового выпрямителя (ОМВ) можно выразить из условия баланса мгновенной мощности на входе и выходе, т.е.

$$u_{\text{вх}}(t)i_{\text{вх}}(t) = u_{\text{н}}(t)i_{\text{вых}}(t), \quad (15)$$

причем

$$i_{\text{вых}}(t) = i_C(t) + i_H(t), \quad (16)$$

где $i_C(t), i_H(t)$ – токи в конденсаторе и нагрузке.

Дифференциальное уравнение для $R_H C_\Phi$ -цепи

$$i_{\text{вых}}(t) = C_\Phi \frac{du_H(t)}{dt} + \frac{u_H(t)}{R_H}, \quad (17)$$

где C_Φ – емкость фильтрующего конденсатора, а R_H – сопротивление нагрузки.

Умножив последнее уравнение на $u_H(t)$ с учетом (15), получим

$$u_{\text{вх}}(t)i_{\text{вх}}(t) = \frac{C_\Phi}{2} \frac{du_H^2(t)}{dt} + \frac{u_H^2(t)}{R_H}. \quad (18)$$

Уравнение (18) устанавливает связь между входными и выходными режимными параметрами выпрямителя.

Пусть выходное напряжение аппроксимируется тригонометрическим полиномом

$$u_H(t) = (A_0 + A_2 \cos 2\omega t + B_2 \sin 2\omega t + A_4 \cos 4\omega t + B_4 \sin 4\omega t + \\ + A_6 \cos 6\omega t + B_6 \sin 6\omega t + A_8 \cos 8\omega t + B_8 \sin 8\omega t)^{1/2}. \quad (19)$$

Из выражения (18) с учетом (19) можно получить систему уравнений

$$\left. \begin{aligned} \frac{A_0}{R_H} = -\frac{U_m I_1}{2}; \quad \frac{A_2}{R_H} + \frac{2\omega C B_2}{2} = -\frac{U_m I_1}{2} = \frac{U_m I_3}{2}; \quad \frac{B_2}{R_H} - \frac{2\omega C A_2}{2} = 0; \\ \frac{A_4}{R_H} + \frac{4\omega C B_4}{2} = \frac{U_m I_3}{2} + \frac{U_m I_5}{2}; \quad \frac{B_4}{R_H} - \frac{4\omega C B_4}{2} = 0; \quad \frac{A_6}{R_H} + \frac{6\omega C B_6}{2} = -\frac{U_m I_5}{2} - \frac{U_m I_7}{2}; \\ \frac{B_6}{R_H} - \frac{6\omega C A_6}{2} = 0; \quad \frac{A_8}{R_H} + \frac{8\omega C B_8}{2} = \frac{U_m I_7}{2}; \quad \frac{B_8}{R_H} - \frac{8\omega C A_8}{2} = 0, \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

решением которой будет следующее:

$$A_8 = \frac{\frac{U_m I_7}{2R_H}}{1 + \left(\frac{8\omega C}{2}\right)^2}; \quad B_8 = \frac{\frac{U_m I_7}{2} \frac{8\omega C}{2}}{R_H^2 + \left(\frac{8\omega C}{2}\right)^2};$$

$$\begin{aligned}
A_6 &= \frac{\frac{1}{R_H} \left(-\frac{U_m I_5}{2} - \frac{U_m I_7}{2} \right)}{\frac{1}{R_H^2} + \left(\frac{6\omega C}{2} \right)^2}; & B_6 &= \frac{\frac{6\omega C}{2} \left(-\frac{U_m I_5}{2} - \frac{U_m I_7}{2} \right)}{\frac{1}{R_H^2} + \left(\frac{6\omega C}{2} \right)^2}; \\
A_4 &= \frac{\frac{1}{R_H} \left(-\frac{U_m I_3}{2} - \frac{U_m I_5}{2} \right)}{\frac{1}{R_H^2} + \left(\frac{4\omega C}{2} \right)^2}; & B_4 &= \frac{\frac{4\omega C}{2} \left(\frac{U_m I_3}{2} + \frac{U_m I_5}{2} \right)}{\frac{1}{R_H^2} + \left(\frac{4\omega C}{2} \right)^2}; \\
A_2 &= \frac{\frac{1}{R_H} \left(-\frac{U_m I_1}{2} - \frac{U_m I_3}{2} \right)}{\frac{1}{R_H^2} + \left(\frac{2\omega C}{2} \right)^2}; & B_2 &= \frac{\frac{2\omega C}{2} \left(-\frac{U_m I_1}{2} - \frac{U_m I_3}{2} \right)}{\frac{1}{R_H^2} + \left(\frac{2\omega C}{2} \right)^2}; & A_0 &= \frac{U_m I_1 R_H}{2}.
\end{aligned} \tag{21}$$

Соотношениями (21) устанавливается зависимость коэффициентов разложения выходного напряжения или самого выпрямленного напряжения от составляющих входного тока I_k ($k = 1, 2, \dots, 7$ – номер гармоники). Система уравнений (20) позволяет определить обратную зависимость составляющих входного тока от выходного напряжения выпрямителя. Эта зависимость определяется следующими формулами:

$$\begin{aligned}
I_1 &= -\frac{2}{U_m} \left(\frac{A_2}{R_H} + \frac{2\omega CB_2}{2} + \frac{A_4}{R_H} + \frac{4\omega CB_4}{2} + \frac{A_6}{R_H} + \frac{6\omega CB_6}{2} + \frac{A_8}{R_H} + \frac{8\omega CB_8}{2} \right); \\
I_3 &= \frac{2}{U_m} \left(\frac{A_4}{R_H} + \frac{4\omega CB_4}{2} + \frac{A_6}{R_H} + \frac{6\omega CB_6}{2} + \frac{A_8}{R_H} + \frac{8\omega CB_8}{2} \right); \\
I_5 &= -\frac{2}{U_m} \left(\frac{A_6}{R_H} + \frac{6\omega CB_6}{2} + \frac{A_8}{R_H} + \frac{8\omega CB_8}{2} \right); \\
I_7 &= \frac{2}{U_m} \left(\frac{A_8}{R_H} + \frac{8\omega CB_8}{2} \right).
\end{aligned} \tag{22}$$

Кроме того, система уравнений (20) и формулы (21) дают возможность получить выражение для определения C_Φ :

$$C_\Phi = -\frac{2(A_0 + A_2 + A_4 + A_6 + A_8)}{\omega R_H (2B_2 + 4B_4 + 6B_6 + 8B_8)}, \tag{23}$$

а также найти тождества

$$\frac{B_2}{A_2} = \frac{B_4}{2A_4} = \frac{B_6}{3A_6} = \frac{B_8}{4A_8} = \omega C_\Phi R_H, \tag{24}$$

которые определяют отсутствие в разложении (13) входного тока, например, четных гармонических составляющих I_2, I_4, I_6 и т.д.

Таким образом, полученные формулы позволяют определить спектр гармоник входного тока выпрямителя по заданному закону изменения выпрямленного напряжения, величины нагрузочного сопротивления и амплитудного значения входного напряжения.

3. Электромагнитные процессы в однофазных мостовых выпрямителях

Представляется достаточно важным в первую очередь с практической точки зрения провести анализ электромагнитных процессов, протекающих в ОМВ с любым уровнем пульсаций напряжения на нагрузке. При анализе электромагнитных и энергетических процессов в мостовой схеме ОМВ с фильтрующим конденсатором в режиме произвольного уровня пульсаций выпрямленного напряжения помимо коэффициента включения вентилей $\lambda = -\cos \alpha$ необходимо учитывать также коэффициент их выключения $\mu = \cos \beta$ (α и β – угол включения и выключения диодов соответственно). При этом угол $\omega t = \alpha$ соответствует моменту времени, когда уровень напряжения сети начинает превышать значение напряжения конденсатора

фильтра и вентили одной пары их открываются, а угол $\omega t = \beta$ соответствует моменту времени, когда уровень напряжения на конденсаторе фильтра становится выше напряжения сети и соответствующие вентили другой пары запираются вследствие естественной коммутации. В режиме "малых" пульсаций выпрямленного напряжения $u_d \mu \approx 1,0$ ($\beta \approx 0$), а в режиме "больших" пульсаций $\mu < 1,0$ ($\beta > 0$).

Мгновенное значение выпрямленного напряжения определяется из следующего выражения:

$$u_d(\omega t) = U_m \left\{ \frac{\bar{a}_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [\bar{a}_n \cos(n\omega t) + \bar{b}_n \sin(n\omega t)] \right\},$$

где $\bar{a}_0 = \frac{a_0}{U_m}$; $\bar{a}_n = \frac{a_n}{U_m}$; $\bar{b}_n = \frac{b_n}{U_m}$; n – номер гармоники выходного напряжения (тока) ОМВ.

Коэффициенты разложения в ряд Фурье кривой выпрямленного напряжения $u_d(\omega t)$ с учетом того, что $\omega t = tg\varphi$ и $\tau = R_H C_\Phi$, определяются из выражений

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{2U_m}{\pi} [\omega\tau(\mu - \lambda) + \sin \alpha + \sin \beta], \\ a_n &= \frac{U_m}{\pi} \left\{ \frac{1 + (-1)^n}{n^2 + ctg^2\varphi} \left[\frac{\mu \cos(n\beta) - \lambda \cos(n\alpha)}{tg\varphi} - n(\mu \sin(n\beta) - \lambda \sin(n\alpha)) \right] - \right. \\ &\quad \left. - \frac{1 + (-1)^n}{n^2 - 1} [n(\mu \sin(n\beta) + \lambda \sin(n\lambda)) - (\sin \beta \cos(n\beta) + \sin \alpha \cos(n\alpha))] \right\}; \\ b_n &= \frac{U_m}{\pi} \left\{ \frac{1 + (-1)^n}{n^2 + ctg^2\varphi} \left[\frac{\mu \sin(n\beta) - \lambda \sin(n\alpha)}{tg\varphi} + n(\mu \cos(n\beta) - \lambda \cos(n\alpha)) \right] - \right. \\ &\quad \left. - \frac{1 + (-1)^n}{n^2 - 1} [n(\mu \cos(n\beta) - \lambda \cos(n\lambda)) + (\sin \beta \sin(n\beta) + \sin \alpha \sin(n\alpha))] \right\}. \end{aligned} \quad (25)$$

Действующее значение выпрямленного напряжения можно определить по формуле

$$U_d = \frac{U_m}{\pi} \sqrt{\frac{\pi}{2} [\omega\tau(\mu^2 - \lambda^2) + \pi + \beta - \alpha + \sin \beta \cos \beta + \lambda \sin]}. \quad (26)$$

Мгновенное значение протекающего в RC -нагрузке тока с учетом (25) определяется в виде

$$i_d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} \left\{ \frac{\bar{a}_{i0}}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [(\bar{a}_n + n\omega\tau\bar{b}_n) \cos(n\omega t) + (\bar{b}_n - n\omega\tau\bar{a}_n) \sin(n\omega t)] \right\}, \quad (27)$$

где $\bar{a}_{i0} = \frac{2}{\pi} [\omega\tau(\mu - \lambda) + \sin \alpha + \sin \beta]$; (28)

$$\begin{aligned} \bar{a}_{ni} &= \bar{a}_n + n\omega\tau\bar{b}_n = \frac{1 + (-1)^n}{\pi(n^2 - 1)} \{ n[\mu \sin(n\beta) - \lambda \sin(n\alpha)] - \sin \beta \cos(n\beta) + \\ &\quad + \sin \alpha \cos(n\alpha) - \omega\tau[(\mu \cos(n\beta) - \lambda \cos(n\alpha)) + n(\sin \beta \sin(n\beta) + \sin \alpha \sin(n\alpha))] \}; \end{aligned} \quad (29)$$

$$\bar{b}_{ni} = \bar{b}_n - n\omega\tau\bar{a}_n = \frac{1 + (-1)^n}{\pi(n^2 - 1)} \{ \omega\tau[n(\sin \beta \cos(n\beta) + \sin \alpha \cos(n\alpha)) - (\mu \sin(n\beta) - \lambda \sin(n\alpha))] - n[\mu \cos(n\beta) - \lambda \cos(n\alpha)] + \sin \beta \sin(n\beta) + \sin \alpha \sin(n\alpha) \}. \quad (30)$$

Действующее значение тока на выходе ОМВ можно определить из выражения

$$I_d = I_m \sqrt{\left(\frac{\bar{a}_{0i}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} [(\bar{a}_{ni})^2 + (\bar{b}_{ni})^2]}. \quad (31)$$

После подстановки (28)...(30) в последнее выражение и синтеза сумм имеем

$$I_d = \frac{I_m}{\pi} \sqrt{\frac{\pi}{2} \{[\pi - (\alpha - \beta) - \sin(\alpha - \beta) \cos(\alpha + \beta)] + 2\omega\tau \sin(\alpha - \beta) \sin(\alpha + \beta) + (\omega\tau)^2 [\pi - (\alpha - \beta) + \sin(\alpha - \beta) \cos(\alpha + \beta)]\}} \quad (32)$$

Выражение для определения мгновенного значения входного (сетевого) тока ОМВ можно представить в виде следующего ряда Фурье: $[i_c(\omega t) = i_d(\omega t) \cdot \rho(\omega t)]$, где $\rho(\omega t)$ – коммутационная функция ОМВ]:

$$i_c(\omega t) = I_m \left\{ \frac{\bar{A}_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [\bar{A}_{k_c} \cos(k\omega t) + \bar{B}_{k_c} \sin(k\omega t)] \right\}, \quad (33)$$

причем k – номер гармоники входного (сетевого) тока ОМВ. Для последнего ряда, аппроксимирующего мгновенное значение $i_c(\omega t)$, получены выражения, которые позволяют рассчитать его коэффициенты \bar{A}_{k_c} и \bar{B}_{k_c} ($\bar{A}_0 = 0$) для сетевого тока ОМВ.

Поскольку при анализе энергетических процессов в преобразователях достаточно знать значения коэффициентов разложения мгновенного тока на входе ОМВ для основной частоты \bar{A}_{1_c} и \bar{B}_{1_c} , то из выражений для определения коэффициентов \bar{A}_{k_c} и \bar{B}_{k_c} при $k = 1$ имеем

$$\begin{aligned} \bar{A}_{1_c} &= \frac{1}{\pi} [\pi - (\alpha - \beta) - \sin(\alpha - \beta) \cdot \cos(\alpha + \beta) + \omega\tau(\mu^2 - \lambda^2)]; \\ \bar{B}_{1_c} &= \frac{1}{\pi} \{ \omega\tau [-\pi + (\alpha - \beta) - \sin(\alpha - \beta) \cdot \cos(\alpha + \beta)] - (\mu^2 - \lambda^2) \}. \end{aligned} \quad (34)$$

С помощью выражений (34) можно рассчитать все интегральные и энергетические характеристики электрической цепи с ОМВ, используя формулы, приведенные в [2].

4. Электромагнитные процессы в трехфазных мостовых выпрямителях, подключенных к электрической сети низкого напряжения

Одной из наиболее распространенных многофазных схем выпрямителей является трехфазная мостовая схема. Общеизвестна проблема ухудшения КЭ, вызываемая несинусоидальным характером тока, потребляемого из сети нелинейными нагрузками типа трехфазного выпрямителя с емкостным фильтром.

Допустим, что неуправляемый мостовой выпрямитель с RC нагрузкой подключен к сети с трехфазной системой питающих напряжений $u_A(t), u_B(t), u_C(t)$:

$$\begin{aligned} u_A(t) &= U\sqrt{2} \sin(\omega t); u_B(t) = U\sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}); \\ u_C(t) &= U\sqrt{2} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}), \end{aligned} \quad (35)$$

где $U = 220$ В – действующее значение фазного напряжения.

Математическая связь между мгновенными значениями входных и выходных электрических величин вентильного коммутатора выражается с помощью коммутационных функций следующим образом:

$$u_d(t) = \rho_A(t) \cdot u_A(t) + \rho_B(t) \cdot u_B(t) + \rho_C(t) \cdot u_C(t); \quad (36)$$

$$i_A(t) = \rho_A(t) i_d(t); i_B(t) = \rho_B(t) i_d(t); i_C(t) = \rho_C(t) i_d(t), \quad (37)$$

где $\rho_A(t), \rho_B(t), \rho_C(t)$ – коммутационные функции трехфазного выпрямителя.

Аналитические функции $\rho_A(t), \rho_B(t), \rho_C(t)$ можно аппроксимировать следующим образом:

$$\begin{aligned}\rho_A(t) &= 0,5 \cdot \left[\text{sign} \left(\cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right) - \text{sign} \left(\cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right]; \\ \rho_B(t) &= 0,5 \cdot \left[\text{sign} \left(\cos \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right) - \text{sign}(\cos(\omega t)) \right]; \\ \rho_C(t) &= 0,5 \cdot \left[\text{sign}(\cos(\omega t)) - \text{sign} \left(\cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right) \right].\end{aligned}\quad (38)$$

Дифференциальное уравнение для RC -цепи выпрямителя для случая, когда выпрямленное напряжение $u_d(t)$ аппроксимируется, например, выражением

$$u_d(t) = 220\sqrt{2}(1,625 + 0,125 \cos 6\omega t) \quad (39)$$

с учетом выражений (35)...(38) имеет вид

$$i_d(t) = i_\phi(t) + i_n(t) = C_\phi \frac{du_d(t)}{dt} + \frac{u_d(t)}{R_n},$$

где i_ϕ и i_n – токи в фильтрующем конденсаторе и нагрузке соответственно.

Тогда с учетом выражения (39) мгновенное значение выпрямленного тока

$$i_d(t) = -C_\phi \cdot 220\sqrt{2} \cdot 0,125 \cdot 6\omega \sin 6\omega t + \frac{220\sqrt{2}(1,625 + 0,125 \cos 6\omega t)}{R_n}. \quad (40)$$

Мгновенные значения фазных токов, потребляемых схемой из сети, определяются с учетом формул (37) и (40):

$$\begin{aligned}i_A(t) &= \rho_A(t)i_d(t) = \rho_A(t) \left[C_\phi \frac{du_d(t)}{dt} + \frac{u_d(t)}{R_n} \right]; \\ i_B(t) &= \rho_B(t)i_d(t) = \rho_B(t) \left[C_\phi \frac{du_d(t)}{dt} + \frac{u_d(t)}{R_n} \right]; \\ i_C(t) &= \rho_C(t)i_d(t) = \rho_C(t) \left[C_\phi \frac{du_d(t)}{dt} + \frac{u_d(t)}{R_n} \right].\end{aligned}\quad (41)$$

График изменения фазного тока $i_A(t)$ при значениях, например, емкости $C_\phi=100$ мкФ и сопротивления $R_n = 66$ Ом показан на рис. 2.

Данная кривая может быть аппроксимирована с определенной точностью (с учетом погрешности, которая возникает за счет приближенного выбора коммутационной функции) тригонометрическим полиномом вида

$$i_A(t) = 4,92 \cos \omega t + 3,62 \sin \omega t - 2,08 \cos 5\omega t + 5,08 \sin 5\omega t - 1,61 \cos 7\omega t - 5,01 \sin 7\omega t. \quad (42)$$

Из выражения (42) видно, что спектр гармоник потребляемого тока содержит 5-ю – 90 % и 7-ю – 85 % от основной, что соответствует результатам гармонического анализа фазных токов трехфазных мостовых выпрямителей с емкостным фильтром. Проведенные расчеты показывают, что сетевой ток мостовых выпрямителей с емкостным фильтром имеет ярко выраженный импульсный характер с большим содержанием высших гармоник.

Полученные результаты исследований необходимы для проведения математического и имитационного моделирования электромагнитных и энергетических процессов в низковольтных электрических сетях при подключении к ним изменяющихся и нелинейных электроприемников для оптимизации и повышения эффективности одно- и трехфазных полупроводниковых

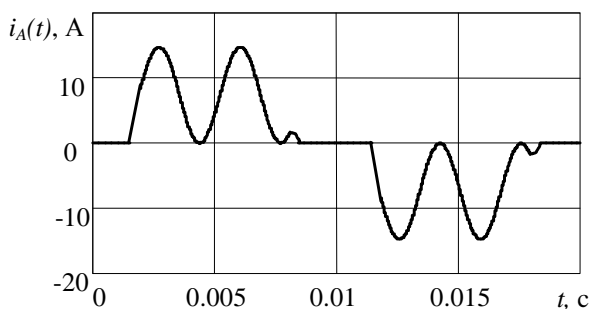


Рис. 2

источников электропитания и корректирующих устройств стабилизации параметров электроэнергетики.

1. Жаркин А.Ф., Новский В.А., Палачев С.А. Нормативно-правовое регулирование качества электрической энергии. Анализ украинских и европейских законодательных актов и нормативно-технических документов. – К.: Изд. Ин-та электродинамики НАН Украины, 2010. – 167 с.
2. Новский В.А., Жарский Б.К., Козлов А.В., Бойко П.С. Энергетические процессы в преобразователях переменного напряжения в постоянное с бестрансформаторным входом // Техн. электродинамика. Темат. вып. "Силовая электроника та енергоефективність". – 2008. – Ч. 4, – С. 3–6.
3. Шидловский А.К., Жаркин А.Ф. Высшие гармоники в низковольтных электрических сетях. – К.: Наук. думка, 2005. – 210 с.
4. Шидловский А.К., Федий В.С. Моногармонические активные фильтры на основе RLC -контура и вентильного коммутатора // Электричество. – 2010. – № 8. – С. 34–40.
5. Шидловский А.К., Федий В.С. Электрические цепи с вентильными коммутаторами. – К.: ООО "Арт-принт", 2010. – 270 с.

УДК 621.314; 621.316

А.К. Шидловський¹, акад. НАН України, А.Ф. Жаркін², чл.-кор. НАН України, І.В. Мостов'як³, докт. техн. наук, В.С. Федій⁴, докт. техн. наук, В.О. Новський⁵, канд. техн. наук, О.В. Козлов⁶, канд. техн. наук

1–6 – Ін-т електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

Вплив електромагнітних процесів у вентильних перетворювачах на параметри якості електроенергії в низьковольтних електричних мережах

Наведено основні результати теоретичних досліджень, отримані у відділі стабілізації параметрів електромагнітної енергії ІЕД НАН України при виконанні в 2010 році науково-дослідної роботи за темою "Сигма - Ш2" відповідно до плану фундаментальних досліджень у сфері підвищення якості електроенергії та забезпечення ЕМС в електричних мережах низької напруги зі змінними і нелінійними електроприймачами. Бібл. 5, рис. 2.

Ключові слова: електромагнітна сумісність, активний фільтр, випрямляч, гармоніка, якість електричної енергії, ряд Фур'є.

A.K. Shydlovskiy¹, A.F. Zharkin², I.V. Mostoviyak³, V.S. Fedii⁴, V.A. Novskiy⁵, O.V. Kozlov⁶

1–6 – Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,
Peremogy, 56, Kyiv-57, 03680. Ukraine

Influence of electromagnetic processes in valve converters on parameters of quality of the electric power in low-voltage electrical networks

It is given basic results of theoretical investigations obtained in №2 department of Institute of Electrodynamics of National Academy of Sciences of Ukraine, which are fulfilled in accordance with fundamental research work "Sigma - SH2", in the field of high quality electrical energy supplying and electromagnetic compatibility providing in low voltage circuits with non-linear loads. References 5, figures 2.

Key words: electromagnetic compatibility, active filter, rectifier, harmonic, quality of electrical energy, Fourier series.

Надійшла 31.05.2011

Received 31.05.2011