Никитенко Я.А., Доровской В.А.
Быстродействующие обратные связи в системах фазового управления
судовыми механизмами

*ФГБОУ ВО “КГМУ”
(Россия, Керчь)*

doi: 10.18411/lj-12-2018-182

idsp: ljournal-12-2018-182

Аннотация

Схемы трехфазных выпрямителей применяются в основном для питания потребителей средней и большой мощности, равномерно нагружая сеть трехфазного тока, и отличаются высоким коэффициентом использования трансформатора. С целью обеспечения минимума неканонических гармоник, обусловленных несимметричностью сети и узлами синхронизации, необходимо обеспечивать равенство интервалов прохождения импульсов с синхронизацией с сетью питания. Целью данной работы является исследование эффективности использования систем фазового управления полупроводниковыми преобразователями электроэнергии с компенсацией влияния колебаний частоты для снижения этого влияния быстродействующими обратными связями. Наибольший эффект подавления наблюдается, если применяется астатический регулятор второго порядка. Смещение частоты среза ЛАЧХ регулятора в область высоких частот в пределах диапазона устойчивой работы преобразователя приводит к возрастанию коэффициента сглаживания возмущений. Это свойство является характерным для всех типов регуляторов, поэтому применительно к прецизионным структурам параметры регуляторов и их тип должны выбираться исходя из комплекса требований, обусловленных как требуемыми статистическими, так и динамическими показателями. Из выполненного анализа следует, что даже применение регуляторов высоких порядков не позволяет обеспечить подавление возмущения в выпрямленном напряжении до требований прецизионных систем электропитания.

Ключевые слова: частота, быстродействующие обратные связи, системы фазового управления, полупроводниковые преобразователи.

Abstract

Scheme-phase rectifiers are mainly used for power consumers medium and high capacity, uniformly loading the three-phase AC network, and a high utilization factor of the transformer. In order to ensure minimum noncanonical harmonics caused by asymmetry of the network nodes and the synchronization is necessary to ensure the equality of intervals synchronized with the passage of pulses from the supply mains. The purpose of this study is to investigate the effectiveness of the use of phase control systems, power semiconductor converters with compensation of the oscillation frequency to reduce influence of this effect quick feedbacks. The greatest suppression effect is observed if applied astatic regulator of the second order. Offset controller LACHH cutoff frequency to higher frequencies within the range of stable operation of the inverter leads to an increase in the coefficient of smoothing disturbances. This property is characteristic of all types of regulators, however with regard to precision structures regulators and their parameters must be chosen based on the type of complex requirements arising as a desired statistical and dynamic parameters. Analysis suggests that even the use of high-order controllers does not allow the disturbance suppression in the rectified voltage to the requirements of high-precision power supply systems.

Keywords : frequency, high-speed feedback, the phase control system, semiconductor converters

1. Введение. Система импульсно-фазового управления трехфазным тиристорным выпрямителем является важнейшим звеном промышленных установок. Схемы трехфазных выпрямителей применяются в основном для питания потребителей средней и большой мощности, равномерно нагружая сеть трехфазного тока, и отличаются высоким коэффициентом использования трансформатора. С целью обеспечения минимума неканонических гармоник, обусловленных несимметричностью сети и узлами синхронизации, необходимо обеспечивать равенство интервалов прохождения импульсов с синхронизацией с сетью питания. При использовании современной элементной базы узлы системы управления не могут вносить значительную несимметрию в последовательности управляющих импульсов. В современных электроэнергетических установках, где требуется большая точность поддержания качества электроэнергии, должны применяться специальные системы управления и регулирования полупроводниковыми преобразователями. На современном судне используется множество электрического оборудования, которые имеют мощности соизмеримые с мощностью самого генератора. При пуске и отключении асинхронных двигателей возникают проблемы с качеством электроэнергии. Провалы и всплески напряжения и частоты в судовой электросети во время пуска/отключения превышает в отдельных случаях нормы Морского Регистра в два раза [1]. Кроме того, колебания частоты приводят к нестабильности выходного напряжения полупроводниковых преобразователей электроэнергии. Поэтому актуальным является разработка эффективных структур и алгоритмов управления полупроводниковыми преобразователями электроэнергии для компенсации частоты колебаний напряжения.

2. Анализ результатов литературных исследований. Современные полупроводниковые преобразователи, а также прецизионные источники тока представляют собой многоконтурные замкнутые вентильные системы, построенные по принципу систем подчиненного регулирования [2, 3].

Известно [4], что частота среза любого внешнего контура в таких системах и его быстродействие значительно ниже, чем внутреннего контура. Поэтому можно утверждать, что эффективное подавление помех ниже граничной частоты преобразователя возможно лишь первым внутренним контуром, представляющим собой стабилизирующую обратную связь по напряжению.

Рассмотрим эффективность обратной связи (ОС) в плане подавления возмущения Δu_{ω} при различных типах применяемых регуляторов. Учитывая, что

внутренняя ОС наиболее быстродействующая и, следовательно, пульсации выпрямленного напряжения оказывают достаточно сильное влияние на коэффициент передачи системы фазового управления (СФУ).

3.Цель и задачи исследования. Целью данной работы является исследование эффективности использования систем фазового управления полупроводниковыми преобразователями электроэнергии с компенсацией влияния колебаний частоты для снижения этого влияния быстродействующими обратными связями.

4.Методы и материалы исследования. При решении поставленных задач применялась теория электропривода, теория электрических машин, теория автоматического регулирования, а также методы математического моделирования. Численное решение уравнений математической модели проводилось с помощью пакета MathCAD на ПК.

4.Результаты исследований. Воспользуемся динамической моделью управляемого выпрямителя (УВ) с учетом фактора пульсации (рис. 1).

Рис. 1. Динамическая модель управляемого выпрямителя с учетом фактора пульсаций

Определим дисперсию и коэффициент сглаживания замкнутым контуром возмущения $\Delta\omega\phi$, описывающего колебания частоты на входе фильтра синхронизации со спектральной плотностью $G_\phi(\omega)$:

$$G_\phi(\omega) = \frac{\alpha_\omega}{\alpha_\omega^2 + \omega^2} R_{\omega\phi}(0), \quad (1)$$

где

$$R_{\omega\phi}(0) = \sigma_\omega^2 \left(\frac{\alpha_n}{f_0} \right)^2 = D_\omega.$$

Учитывая, что возмущение $\Delta\omega\phi$ в выходной параметр преобразователя передается через импульсный элемент и квантуется во времени (рис.1, а), воспользуемся дискретным преобразованием формулы (1).

Спектральная плотность дискретного процесса обычно определяется как двустороннее Z-преобразование от корреляционной функции [2,6,2.7].

$$G^*(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} R(kT_m) z^{-k}; \quad z = e^{j\omega T_m} \quad (2)$$

Для практического использования (2) удобнее его представить в виде:

$$G^*(z) = R^*(z) + R^*(z^{-1}) - R^*(0) \quad (3)$$

что позволит использовать таблицы Z-преобразования для нахождения дискретной спектральной плотности. Здесь $R^*(z)$ – Z-преобразование от корреляционной функции $R(\tau)$.

Для корреляционной функции $R(\tau)$, соответствующей спектральной плотности (1), используя (3) и таблицы Z-преобразований, находим:

$$G_\omega^*(z) = \frac{(1 - d_\omega^2) D_\omega}{(z - d_\omega)(z^{-1} - d_\omega)},$$

или

$$G_{\omega}^*(e^{j\omega T_m}) = \frac{(1 - d_{\omega}^2) D_{\omega}}{1 + d_{\omega}^2 - 2 d_{\omega} \cos \omega T_m},$$

где

$$d_{\omega} = \exp(-a_{\omega} T_m).$$

Дисперсия выпрямленного напряжения, обусловленная помехой, определяется по формуле:

$$D_{U,\omega} = \frac{T_m}{2\pi} \int_{-\pi/T_m}^{\pi/T_m} G_{\omega}^*(z) |\Phi^*(z)|^2 \Big|_{z=e^{j\omega T_m}}, \quad (4)$$

где

$$\Phi^*(z) = \frac{K_B K_M}{1 + z^{-1} K_K T_m FW_p^*(z, 1)},$$

$$K_K = K_B K_M K_{CY} K_g K_p,$$

для регуляторов, в которых разность между полиномами знаменателя и числителя равна единице и

$$\Phi^*(z) = \frac{K_B K_M}{1 + K_K T_m FW_p^*(z)},$$

если указанная разность больше единицы.

Подынтегральное выражение (4) является трансцендентной функцией переменной ω , что затрудняет интегрирование. Устранение указанных затруднений достигается заменой переменных [4]:

$$z = e^{j\omega T_m} = \frac{1 + jv}{1 - jv}; \quad \omega = \frac{2}{T_m} \operatorname{arctg} v; \quad d\omega = \frac{2}{T_m} \frac{dv}{1 - v^2}, \quad (5)$$

в результате которой (4) преобразуется к следующему виду:

$$D_{U,\omega} = \frac{T_m}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G_{\omega}^*(z) |\Phi^*(z)|^2 \Big|_{z=\frac{1+jv}{1-jv}} \frac{2dv}{1-v^2}. \quad (6)$$

Здесь-относительная псевдочастота.

Подынтегральное выражение (6) является дробно-рациональной функцией jv , поэтому вычисление $D_{U,\omega}$ с использованием этого выражения сводится к вычислению интеграла вида:

$$I = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{g(jv) dv}{b(jv)b(-jv)}, \quad (7)$$

где $b(jv) = b_0(jv)^k + b_1(jv)^{k-1} + \dots + b_k$ — полином, корни которого лежат в верхней полуплоскости комплексной плоскости;

$g(jv) = g_0(jv)^{2k-2} + g_1(jv)^{2k-4} + \dots + b_{k-1}$ — полином, содержащий четные степени v .

Воспользовавшись выражениями (1) – (7), определим характер зависимости выпрямленного напряжения от типов и параметров регуляторов внутреннего контура. Рассмотрим замкнутую структуру с регулятором, передаточная функция которого имеет вид:

$$W_p(p) = \frac{K_p}{T_p p (T_2 p + 1)}.$$

Z-преобразованная передаточная функция замкнутого контура:

$$\phi^*(z) = \frac{K_B K_M (z-1)(z-d_2)}{(z-1)(z-d_2) + K_K \frac{T_m}{T_p} F(1-d_2)}, \quad d_2 = e^{-\frac{T_m}{T_2}}. \quad (8)$$

Находим передаточную функцию замкнутой системы в области относительной псевдочастоты, используя преобразование (5):

$$\phi^*(z) = \frac{2K_B K_M jv [jv(1+d_2) + 1 - d_2]}{(jv)^2 \left[2(1+d_2) - K_K \frac{T_m}{T_p} F(1-d_2) \right] + 2(1-d_2)jv + K_K \frac{T_m}{T_p} F(1-d_2)}. \quad (9)$$

Дисперсия выпрямленного напряжения, обусловленная колебаниями частоты сети, в соответствии с (5), (6) и с учетом (9) находится по формуле:

$$D_{U,\omega} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{8(1-d_{\omega}^2)D_{\omega}K_B^2K_M^2[(jv)^4(1+d_2)^2 - (jv)^2(1-d_2)^2]dv}{[1-d_{\omega} + j\omega(1+d_{\omega})] \left\{ (jv)^2 \left[2(1+d_2) - K_K \frac{T_m}{T_p} F(1-d_2) \right] + 2(1-d_2)jv + K_K \frac{T_m}{T_p} F(1-d_2) \right\}}.$$

Приводя числитель и знаменатель к полиномам вида (9) и вводя обозначения

$$\begin{aligned} b_0 &= (1+d_{\omega}) \left[2(1+d_2) - K_K \frac{T_m}{T_p} F(1-d_2) \right], \\ b_1 &= 4(1-d_{\omega}d_2) - K_K \frac{T_m}{T_p} F(1-d_2)(1-d_{\omega}), \\ b_2 &= 2(1-d_2)(1-d_{\omega}) + K_K \frac{T_m}{T_p} F(1-d_2)(1+d_{\omega}), \\ b_3 &= K_K \frac{T_m}{T_p} F(1-d_2)(1-d_{\omega}), \\ g_0 &= (1+d_2)^2, \\ g_1 &= (1-d_2)^2, \\ g_2 &= 0, \end{aligned} \quad (10)$$

находим:

$$D_{U,\omega} = 8(1-d_{\omega}^2)D_{\omega}K_B^2K_M^2I_3; \quad I_3 = \frac{b_0g_1 - b_2g_0 + b_0b_1g_2b_3^{-1}}{2b_0(b_0b_3 - b_1b_2)} \quad (11)$$

где I_3 – значение табличного интеграла (7).

Общее выражение (11) с учетом коэффициентов (10) громоздко и не позволяет установить физическую взаимосвязь между дисперсией $D_{U,\omega}$, параметром энергетического спектра d_{ω} и параметрами регулятора.

Воспользовавшись тем, что период квантования значительно меньше постоянных времени регулятора и энергетического спектра, примем:

$$d_2 \approx 1 - \frac{T_m}{T_2}, \quad d_{\omega} \approx 1 - \alpha_{\omega}T_m. \quad (12)$$

После ряда преобразований выражения (11) с учетом (12), а также используя характеристическое уравнение выражения (8), по которому найдено условие устойчивости замкнутого контура, находим:

$$D_{U,\omega} = \frac{D_{\omega}K_B^2K_M^2\alpha_{\omega}T_m \left(\alpha_{\omega}T_m + 2 \left(2 \frac{T_2}{T_m} - 1 \right) + \frac{T_m}{T_2} \right)}{\frac{T_m}{T_2} \alpha_{\omega}T_p + \alpha_{\omega}^2T_m^2 + 2 \frac{T_m}{T_2} \left(2 \frac{T_2}{T_m} - 1 \right)}. \quad (13)$$

Выражение (13) дает нам минимально возможное значение дисперсии выпрямленного напряжения, обусловленное колебаниями частоты сети. Коэффициент сглаживания замкнутой структуры определяется по формуле:

$$K_C = \sqrt{\frac{\alpha_\omega T_p + \alpha_\omega^2 T_p T_2 + K_K F}{\alpha_\omega (\alpha_\omega T_p T_2 + T_p + T_2 K_K F)}}.$$

Полученное выражение (13) позволяют не только определять величину составляющей дисперсии выпрямленного напряжения $D_{U,\omega}$, но и дают возможность осуществлять коррекцию замкнутой системы с целью обеспечения минимума $D_{U,\omega}$. С учетом изложенного определим степень сглаживания составляющей $D_{U,\omega}$ выпрямленного напряжения при различных типах применяемых регуляторов.

Передаточная функция интегрального регулятора второго порядка имеет вид:

$$W_p(p) = \frac{K_p}{T_p^2 p^2} (T_2 p + 1).$$

Передаточная функция замкнутого контура в области относительной псевдочастоты:

$$\phi^*(j\nu) = \frac{4 K_B K_M (j\nu)^2}{2 \left[2 + K_K F \frac{T_m T_2}{T_p^2} \right] (j\nu)^2 + 2 K_K F \frac{T_m T_2}{T_p^2} (j\nu) + K_K F \frac{T_m^2}{T_p^2}}.$$

На рис. 2 представлена модель управляемого выпрямителя для исследования коэффициента сглаживания возмущения.

Рис. 2. Matlab-модель управляемого выпрямителя

Дисперсия выпрямленного напряжения с учетом (12) после ряда преобразований и несущественных упрощений может быть найдена по выражению:

$$D_{U,\omega} = \frac{D_\omega K_B^2 K_M^2 \alpha_\omega T_p^2}{4(K_K F T_2 - \alpha_\omega T_p^2)}.$$

Коэффициент сглаживания возмущения:

$$K_C = \frac{2}{T_p} \sqrt{\frac{K_K F T_2 - \alpha_\omega T_p^2}{K_B^2 K_M^2 \alpha_\omega}}.$$

ЛАЧХ замкнутого контура представляет собой полосовой фильтр с крутизной низкочастотного участка характеристики 40 дБ/дек, что позволяет даже при несовпадении полосы «прозрачности» $\phi^*(j\nu)$ с частотным диапазоном возмущений осуществлять эффективное их подавление (рис.3).

Рис. 3. ЛАЧХ замкнутого и разомкнутого контуров при использовании интегрального регулятора

На рисунке обозначены: 1 – ЛАЧХ замкнутого контура при $k_p=1$, $T_p=20 \cdot 10^{-3}$ с; 2 – при $k_p=5$, $T_p=20 \cdot 10^{-3}$ с; 3 – при $k_p=5$, $T_p=20 \cdot 10^{-4}$ с; 4 – $k_p=5$, $T_p=2 \cdot 10^{-4}$ с; 5 – ЛАЧХ разомкнутого контура.

Рассмотрим инерционный регулятор с передаточной функцией вида:

$$W_p(p) = \frac{K_p}{T_p} \frac{1}{p + 1/T_p}.$$

Рис. 4. ЛАЧХ замкнутого и разомкнутого контуров при использовании инерционного регулятора

Для этого типа регулятора выражение для составляющей дисперсии выпрямленного напряжения имеет вид:

$$D_{U,\omega} = \frac{D_{\omega} K_B K_M \left[(1 + d_p)(1 + d_{\omega}) \left(K_K F \frac{T_m}{T_p} - d_p + 1 \right) + (1 - d_p)^2 (1 + d_{\omega}) \left(K_K F \frac{T_m}{T_p} + d_p + 1 \right) \right]}{2 \left[\left(K_K F \frac{T_m}{T_p} + 1 \right)^2 - d_p^2 \right] \left[K_K F \frac{T_m}{T_p} + 1 - d_{\omega} d_p \right]}.$$

Учитывая, что для большинства практических случаев $T_p > T_m$ выражение для K_c представим в виде:

$$K_c = \sqrt{\frac{\left[2 + \frac{T_m}{T_p} (K_K F - 1) \right] (1 + K_K F) (1 + K_K F + \alpha_{\omega} T_p)}{\alpha_{\omega} T_p \left(2 - \frac{T_m}{T_p} \right) (1 + K_K F) \left[2 + \frac{T_m}{T_p} (K_K F - 1) \right]}}.$$

Рис. 5 иллюстрирует зависимость коэффициента сглаживания возмущения от параметров регулятора и угла α .

Рис. 5. Коэффициенты сглаживания замкнутых контуров при интегральном (а) и инерционном (б) регуляторах

Нелинейный характер $K_c = f(v)$ обусловлен нелинейностью преобразователя. Отметим, что нелинейный характер этой зависимости будет иметь место и при арккосинусной регулировочной характеристике преобразователя по причине нелинейного преобразования возмущения разомкнутым УВ.

Штриховые линии, изображенные на рис.5 иллюстрируют эффективность подавления Λ_ω в преобразователе с равно интервальной СФУ. Более низкие значения коэффициента сглаживания обусловлены большим уровнем дисперсии помех рассматриваемого типа на входе замкнутого контура.

На рис. 6 представлена модель системы подчиненного управления. Система имеет два контура обратной связи – по току и по напряжению, а также параллельное корректирующее звено. Частота среза аperiодического звена TFN_O при разомкнутом контуре управления равна 10 Гц, коэффициент усиления 40 дБ. При охвате этого звена единичной обратной связью по напряжению, а также добавления коэффициента пропорциональности (на рисунке обозначен Gain2), равного $\pi/6$, частотный диапазон расширяется. ЛАЧХ замкнутого контура имеет частоту среза порядка 300 Гц. Помеха в виде колебаний частоты напряжения в модели формируется генератором белого шума, пропущенного через фильтр. Поскольку регулировочная характеристика полупроводникового преобразователя электроэнергии имеет нелинейный характер, для учета этой нелинейности в модель введен блок cos1. Амплитуда шума, которая характеризует степень отклонения частоты напряжения от номинального значения, определяется значением коэффициента Gain1.

Рис. 6. Модель системы подчиненного управления

Добавление в модель системы управления фильтра Wf с частотой среза 50 Гц (LC-фильтр) и параллельного корректирующего усилителя TFN_1 с частотой среза 20 кГц привело к изменению характеристик системы. Далее в модель вводится внешнего

контура регулятора тока. Регулятор тока имеет передаточную функцию Transfer Fcp – звено 2 порядка с частотой среза 1 кГц. ЛАЧХ замкнутой системы представлена на рис.7, а. После охвата системы главной обратной связью частота среза равна 40 кГц (рис.7, б). Анализ частотных характеристик показал, что замкнутая система подчиненного управления устойчива. Введение быстродействующих обратных связей позволило значительно уменьшить влияние колебаний частоты входного напряжения на качество выпрямленного напряжения, что подтвердило моделирование замкнутой системы автоматического управления.

Рис. 7. ЛАЧХ системы управления с регулятором тока (а) и с главной обратной связью (б)

Вывод. Наибольший эффект подавления наблюдается, если применяется астатический регулятор второго порядка. Смещение частоты среза ЛАЧХ регулятора в область высоких частот в пределах диапазона устойчивой работы преобразователя приводит к возрастанию коэффициента сглаживания возмущений. Это свойство является характерным для всех типов регуляторов, поэтому применительно к прецизионным структурам параметры регуляторов и их тип должны выбираться исходя из комплекса требований, обусловленных как требуемыми статистическими, так и динамическими показателями. Из выполненного анализа следует, что даже применение регуляторов высоких порядков не позволяет обеспечить подавление возмущения в выпрямленном напряжении до требований прецизионных систем электропитания.

Благодарность. Авторы выражают благодарность заведующему кафедрой ЭСИАП кандидату технических наук, доценту Чёрному Сергею Григорьевичу за помощь подготовки материалов этих исследований.

1. Рябенский В.М. Исследование провалов и всплесков напряжения в автономных электроэнергетических системах / В.М. Рябенский, А.О. Ушкаренко, Нгуен Ван Тхань // Технічна електродинаміка. Тем. випуск. Київ, 2010. Ч.1. – С.182-186.
2. Пронин М.В. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи / М.В.Пронин, А.Г.Воронцов. М.: ОАО "Электросила", 2003. – 172 с.
3. Слежановский О.В. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.
4. Филлипс Ч. Системы управления с обратной связью / Ч. Филлипс, Р. Харбор. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2001. – 616 с.

5. Ушкаренко О.О., Спекторенко Р.А., Світлинський К.В. Реалізація системи керування трифазним тиристорним випрямлячем з використанням автоматного програмування. // Електротехніка і електромеханіка: Матеріали Всеукраїнської науково-технічної конференції студентів, аспірантів, молодих вчених з міжнародною участю. – Миколаїв: НУК, 2007. – С. 87-91.