

УДК 621.313

**СИНТЕЗ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА БАЗЕ АНАЛИЗА ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ**

**М. Ю. Юхименко**

Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского  
ул. Первомайская, 20, г. Кременчуг, 39600, Украина. E-mail: sauel@kdu.edu.ua

Рассмотрены проблемы синтеза систем управления импульсными полупроводниковыми преобразователями переменного напряжения. Предложен подход к построению систем управления, основывающийся на учете параметров энергетических процессов в силовой части преобразователя. В качестве входных параметров системы управления предлагается использование значений токов и напряжений, дающих полную картину процессов потребления, накопления и отдачи энергии. Выполнено математическое описание процесса преобразования энергии для понижающего преобразователя переменного напряжения. Рассмотрены особенности установившегося режима импульсных преобразователей при синусоидальном входном напряжении, определения величины выходного напряжения и амплитуды высокочастотных гармоник, а также применения импульсных преобразователей в зависимости от характера нагрузки. Для оценки эффективности предложенной методики было выполнено имитационное моделирование однофазного преобразователя.

**Ключевые слова:** энергетические процессы, система управления преобразователем, электропривод переменного тока, широтно-импульсный преобразователь.

**СИНТЕЗ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ ІМПУЛЬСНИМИ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ ЗМІННОЇ НАПРУГИ НА БАЗІ АНАЛІЗУ ЕНЕРГЕТИЧНИХ ПРОЦЕСІВ**

**М. Ю. Юхименко**

Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського  
вул. Першотравнева, 20, м. Кременчук, 39600, Україна. E-mail: sauel@kdu.edu.ua

Розглянуто проблеми синтезу систем управління імпульсними напівпровідниковими перетворювачами змінної напруги. Запропоновано підхід до побудови систем управління, що ґрунтується на врахуванні параметрів енергетичних процесів у силовій частині перетворювача. Як вхідні параметри системи управління пропонується використання значень струмів і напруг, що дає повну картину процесів споживання, накопичення й віддачі енергії. Виконано математичний опис процесу перетворення енергії для знижуючого перетворювача змінної напруги. Розглянуто особливості сталого режиму імпульсних перетворювачів при синусоїдальній вхідній напрузі, визначення величини вихідної напруги й амплітуди високочастотних гармонік, а також застосування імпульсних перетворювачів залежно від характеру навантаження. Для оцінки ефективності запропонованої методики було виконано імітаційне моделювання однофазного перетворювача.

**Ключові слова:** енергетичні процеси, система управління перетворювачем, електропривод змінного струму, широтно-імпульсний перетворювач.

**АКТУАЛЬНОСТЬ РАБОТЫ.** В современном производстве все возрастающую роль играют полупроводниковые преобразователи электрической энергии. Об этом, в частности, говорит тот факт, что более 30 % всей вырабатываемой электрической энергии преобразуется в электрическую энергию с другими параметрами, отличающимися от исходных [1–3]. Статические преобразователи нашли широкое применение в системах электропривода (ЭП), на транспорте, в электротехнологиях, различного вида системах электроснабжения [1–3].

В данный момент одним из важнейших направлений совершенствования статических преобразователей является повышение эффективности преобразования электрической энергии. Качество входной и выходной энергии, в свою очередь, определяет величину дополнительных потерь электрической энергии соответственно во входных цепях преобразователя и нагрузке.

Основная особенность современных полупроводниковых преобразователей заключается в возможности получения на выходе напряжения, амплитуда первой гармоники которого может изменяться в широком диапазоне, прежде всего за счет использования соответствующих алгоритмов управления.

Применение интегральных схем управления позволяет унифицировать схемотехнику информационного канала преобразователей при обеспечении приемлемых технико-экономических показателей. Однако в плане обеспечения динамических характеристик типовые схемы преобразователей электроэнергии не всегда удовлетворяют предъявляемым требованиям, например, при постоянных изменениях тока нагрузки или в случае повышенных требований к уровню гармоник выходного напряжения.

Проблемы, связанные с оптимизацией динамических характеристик статических преобразователей, известны достаточно давно [3]. Как правило, статические преобразователи электрической энергии строятся по компенсационной схеме с применением отрицательных обратных связей для компенсации изменений напряжений, вызванных изменениями токов нагрузки и первичных питающих напряжений [1].

Для компенсации эффектов, вызванных нелинейным характером регулирующего звена и процессов накопления и отдачи электрической энергии в силовых элементах преобразователей, в схемы управления вводят компенсирующие звенья, реализующие функции настройки обратной связи для достижения лучших динамических характеристик при сохранении

общей устойчивости системы в рабочем диапазоне мощности [2].

Целью работы является разработка принципов управления полупроводниковым преобразователем с учетом энергопроцессов.

**МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ.**

Описанные выше принципы построения систем управления преобразователями имеют ограничения, обусловленные применением используемых допущений и возможностью реализации решений с использованием элементной базы аналоговой схемотехники. Преодоление ограничений, связанных с использованием аналоговых схем в преобразователях, стало возможно благодаря развитию современных микропроцессорных систем управления. Данное направление имеет значительные перспективы при использовании новых алгоритмов управления, реализующих преимущества численных методов решения дифференциальных уравнений, статистических методов и т.д., и рассмотрено в целом ряде работ [4–7].

В работе предлагается подход к построению систем управления (СУ) полупроводниковыми преобразователями напряжения, основанный на использовании энергетического баланса силовой части преобразователя

В качестве входных параметров системы управления предполагается использование постоянно контролируемых значений токов и напряжений, дающих полную картину процессов потребления, накопления и отдачи энергии. Учитывая и анализируя энергетические процессы в преобразователе, можно добиться оптимальных динамических характеристик в широком диапазоне изменений мощностей.

Сформулируем круг основных задач, решение которых предусматривается предложенной концепцией построения СУ:

1) обеспечение баланса энергии, подводимой, отдаваемой и рассеиваемой преобразователем, и прогнозирование поведения системы, что обеспечит наилучшие динамические параметры в широком диапазоне изменений входных напряжений и нагрузки и позволит уменьшить время установления переходных процессов до 2–3-х интервалов коммутации;

2) использование многопараметрического анализа процесса преобразования энергии во всех компонентах силовой части преобразователя в режиме реального времени с использованием интеллектуальных алгоритмов;

3) использование в качестве основного элемента системы управления цифровых сигнальных процессоров и микросхем программируемой логики, что делает возможным применение современного аппарата дискретной математики, нейронных сетей и нечеткой логики, позволяющее снять ограничения, присущие аналоговым системам управления;

4) реализация алгоритмических механизмов обработки аварийных ситуаций, самонастройка системы при временном и тепловом изменении параметров элементов силовой части преобразователя.

Исходя из обозначенного перечня задач, требующих решения при проектировании систем управления статическим преобразователем электрической энер-

гии, могут быть сформулированы основные положения метода синтеза СУ на основе анализа энергетических процессов в силовой части импульсных преобразователей.

Закон управления преобразователем должен обеспечивать поддержание баланса энергии в системе на протяжении каждого периода работы в установившемся режиме.

Избыточная энергия, накопленная в элементах схемы в течение определенного интервала времени, полностью расходуется на последующих интервалах работы за счет отдачи в нагрузку или питающую сеть. Уравнения, описывающие энергетические соотношения в системе, справедливы для любого её состояния и любого момента времени, независимо от её импульсного или непрерывного характера.

Процесс синтеза систем управления импульсными преобразователями электрической энергии характеризуется рядом специфических особенностей:

– общей нелинейностью компонентов силовой схемы преобразователя;

– сложностью оценки количества энергии, накапливаемой в силовых компонентах схемы, параметры которых известны только приближённо и могут изменяться в процессе эксплуатации;

– невозможностью точного прогнозирования поведения системы в различных режимах.

В случае, если система управления способна точно оценить текущие энергетические параметры силовой части, то предсказать поведение нагрузки она способна, только экстраполируя её предшествующее состояние.

Исходя из необходимости преодоления указанных сложностей, предполагается следующая последовательность шагов при синтезе СУ:

1) на первом этапе – определить элементы в схеме, осуществляющие накопление энергии, и выделить на такте работы преобразователя интервалы потребления энергии и передачи её в нагрузку, соответствующие замкнутому и разомкнутому состояниям силовых ключей;

2) составить уравнения энергетического баланса в схеме. В установившемся режиме работы энергия в накопительном элементе в начале (конце) каждого такта работы должна быть одинаковой, что возможно только тогда, когда дополнительно накопленная за такт работы преобразователя энергия  $\Delta E_{не}$  будет полностью передана в нагрузку с учётом потерь в силовой части преобразователя:

$$\Delta E_{не} = \sum_i \Delta E_i + \sum_j E_j, \quad (1)$$

где  $\Delta E_i$  – изменение энергии реактивных компонентов схемы постоянной конфигурации;  $E_j$  – потреблённая диссипативной нагрузкой энергия;

3) перейти от уравнений энергетического баланса для установившегося состояния к динамическим. При этом энергетические показатели определяются в соответствии с текущими значениями токов и напряжений. Момент времени коммутации ключа  $t_i$  – изменения конфигурации схемы – соответствует экстре-

мальному значенню енергії накопительного елемента  $E_{не}(i(t), u(t))$  и является искомой переменной для СУ (рис. 1). Текущие значения переменных состояния  $i(t), u(t)$  позволяют вычислять мгновенные значения энергии в элементах схемы. Значение энергии в конце интервала, соответствующего разомкнутому состоянию ключа  $E_{не}(i(t+t_p), u(t+t_p))$ , необходимо динамически прогнозировать на основании законов изменения переменных состояния  $i = f(t), u = f(t)$ . Тогда выражение для определения изменения энергии, накопленной за такт работы преобразователя, принимает вид:

$$\Delta E_{не} = E_{не}(i(t), u(t)) - E_{не}(i(t+t_p), u(t+t_p)). \quad (2)$$

Аналогичная последовательность действий выполняется и при вычислении значений  $\Delta E_i$  и  $E_j$ .

Количество анализируемых интервалов работы зависит от особенностей схемы преобразователя и для импульсных преобразователей, например, с синусоидальной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), количество состояний может быть существенно больше (12 и более) [2].

В процессе создания алгоритмического обеспечения СУ необходимо ввести ограничения в уравнения энергобаланса для учёта различных режимов работы (например, вычислитель должен прогнозировать физические реализуемые значения энергии) и практической реализуемости схемы (например, пределы минимального и максимального значений коэффициента заполнения импульсов  $\gamma$  при ШИМ).

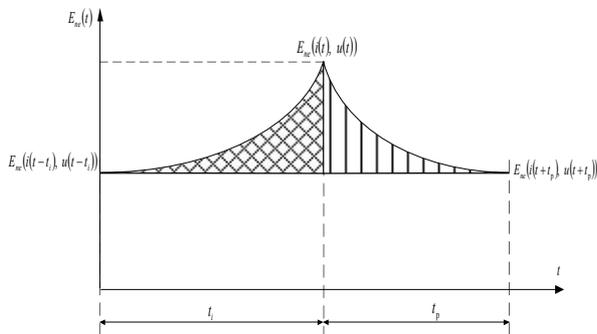


Рисунок 1 – Характер изменения энергии накопительного элемента во времени

Возможные проблемы устойчивости работы системы обусловлены эффектами, связанными с запаздыванием формирования ШИМ относительно сигналов обратной связи при практической реализации:

- задержкой между текущими значениями переменных состояния и их измерением;
- вычислением момента формирования сигнала управления и фактическим срабатыванием силового ключа;
- принятыми упрощениями при составлении уравнения энергетического баланса, не учитывающими часть составляющих и приводящих вследствие этого к систематической ошибке СУ.

Процесс синтеза системы управления на основании анализа энергетических соотношений рассмот-

рим на примере расчетной схемы однофазного транзисторного регулятора переменного напряжения, представленного на рис. 2, который рассматриваем, полагая источник входного напряжения идеальным. Согласно расчетной схеме, ниже записаны системы дифференциальных уравнений преобразователя для положения переключателя 1 и 2 соответственно [4]:

$$\begin{cases} L di_L / d\zeta + ri_L + u_2 = u_1; \\ C du_2 / d\zeta - i_L + i_n = 0, 0 < \zeta = t - nT < \tau; \\ L_n di_n / d\zeta + R_n i_n - u_2 = 0; \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} L di_L / d\eta + ri_L + u_2 = u_1; \\ C du_2 / d\eta - i_L + i_n = 0, 0 < \eta = t - nT - \tau < T - \tau; \\ L_n di_n / d\eta + R_n i_n - u_2 = 0, \end{cases} \quad (4)$$

где  $u_1 = U_m \sin(\Omega t)$  – преобразуемое напряжение;  $u_2$  – выходное напряжение;  $R_n, L_n$  – активное сопротивление и индуктивность нагрузки;  $C$  – емкость конденсатора фильтра;  $L$  и  $r$  – индуктивность и активное сопротивление дросселя Др., в которые можно включить активную и индуктивную составляющие выходного сопротивления источника преобразуемого напряжения  $u_1$ ;  $T$  – период коммутации.

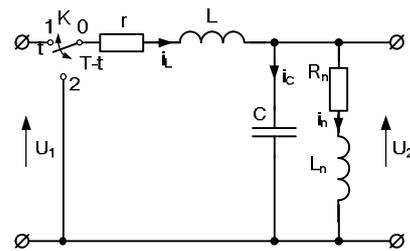


Рисунок 2 – Расчетная схема преобразователя переменного напряжения понижающего типа

Обозначив фазовые координаты преобразователя

$$x_1 = i_L, x_2 = u_2, x_3 = i_n, \quad (4)$$

можно системы уравнений (3) и (4) представить соответственно в виде двух векторно-матричных уравнений (5) и (6):

$$dX(\zeta) / d\zeta = A_1 X(\zeta) + h_1 U_m \sin(\Omega nT + \zeta); \quad 0 < \zeta < \tau; \quad (5)$$

$$dX(\eta) / d\eta = A_2 X(\eta) + h_2 U_m \sin(\Omega nT + \tau + \eta), \quad (6)$$

где

$$X^T = [x_1, x_2, x_3], \quad k_1 = 1/L, \quad k_2 = 0, \quad c^T = [1, 0, 0];$$

$$A_1 = A_2 = A = \begin{bmatrix} -r/L & -1/L & 0 \\ 1/C & 0 & -1/C \\ 0 & 1/L_n & -R_n/L_n \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Согласно  $X^*(t) = X^*(j\Omega, \gamma) U_m e^{j\Omega t}$ , при подстановке выражения (7) в

$X^*(j\Omega, \gamma) = [j\Omega E - \gamma A_1 - (1-\gamma)A_2]^{-1} \times [\gamma k_1 + (1-\gamma)k_2]c$ ,  
 получаем для установившегося режима:

$$\begin{aligned} x_1^* &= [\gamma(z_n + z_{\bar{n}})U_m e^{j\Omega t}] / [z_{dr.}(z_n + z_{\bar{n}}) + z_n z_{\bar{n}}]; \\ x_2^* &= [\gamma z_n z_{\bar{n}} U_m e^{j\Omega t}] / [z_{dr.}(z_n + z_{\bar{n}}) + z_n z_{\bar{n}}]; \\ x_3^* &= x_2^* / z_n, \end{aligned} \quad (8)$$

где  $z_n = R_n + j\Omega L_n$ ,  $z_{dr.} = r + j\Omega L$ ;  
 $z_c = (j\Omega C)^{-1}$ .

Для практических приложений большое значение имеет выходное сопротивление реального источника входного напряжения, имеющего, как правило, активно-индуктивный характер. Для защиты транзисторного ключа от перенапряжений, вызванных ЭДС самоиндукции внутреннего сопротивления источника входного напряжения, включают конденсатор на входные зажимы инвертирующей и понижающей схем. В повышающей же схеме ток источника входного напряжения не прерывается и защиту ключа от перенапряжений в моменты коммутации обеспечивают цепи формирования траектории переключения силового ключа, которые при анализе установившегося режима не учитываются. В двух же других схемах емкость на входе преобразователя имеет существенную величину и должна быть во многих случаях учтена, поскольку влияет на входное напряжение преобразователя. Для учета выходного сопротивления источника входного напряжения и наличия емкости на входе расчетная схема преобразователя представлена на рис. 3.

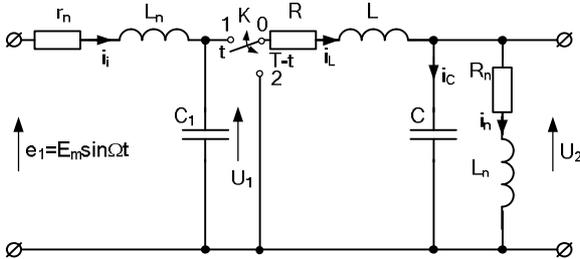


Рисунок 3 – Расчетная схема понижающего преобразователя напряжения, учитывающая выходное сопротивление источника входного напряжения и наличие емкости на входе

Соответствующие системы дифференциальных уравнений схемы для положений ключа 1 и 2 приведены ниже:

$$\begin{cases} L_u di_1 / d\zeta + r_u i_1 + u_1 = e_1; \\ C_1 du_1 / d\zeta - i_1 + i_L = 0; \\ L di_L / d\zeta + r i_L - u_1 + u_2 = 0, 0 < \zeta = t - nT < \tau; \\ C du_2 / d\zeta - i_L + i_n = 0; \\ L_n di_n / d\zeta + R_n i_n - u_2 = 0, \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} L_u di_1 / d\eta + r_u i_1 + u_1 = e_1; \\ C_1 du_1 / d\eta - i_1 = 0; \\ L di_L / d\eta + r i_L + u_2 = 0, 0 < \eta = t - nT - \eta < T - \tau; \\ C du_2 / d\eta - i_L + i_n = 0; \\ L_n di_n / d\eta + R_n i_n - u_2 = 0. \end{cases} \quad (10)$$

Обозначив фазовые координаты

$$x_1 = i_1, \quad x_2 = u_1, \quad x_3 = i_L, \quad x_4 = u_2, \quad x_5 = i_n, \quad (11)$$

получаем матрицы, векторы и коэффициенты систем уравнений (5), (6):

$$A_1 = \begin{bmatrix} -r/L_u & -1/L_u & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_1 & 0 & -1/C_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & -r/L & -1/L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_n & -R_n/L_n \end{bmatrix}; \quad (12)$$

$$k_1 = k_2 = 1/L_u; \quad (13)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -r/L_u & -1/L_u & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r/L & -1/L & 0 \\ 0 & 0 & 1/C & 0 & -1/C \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_n & -R_n/L_n \end{bmatrix}; \quad (14)$$

$$c^T = [1, 0, 0, 0, 0].$$

Подстановка (13) в (10) согласно (9) дает для установившегося режима:

$$\begin{aligned} x_1^* &= [z_{dr.}(z_n + z_c) + z_n z_{\bar{n}} + \gamma^2 z_{c1}(z_n + z_{\bar{n}})] E_m e^{j\Omega t} / Q; \\ x_2^* &= [z_{\bar{n}} z_{dr.}(z_n + z_{\bar{n}})] E_m e^{j\Omega t} / Q; \\ x_3^* &= [\gamma z_{\bar{n}}(z_n + z_{\bar{n}})] E_m e^{j\Omega t} / Q; \\ x_4^* &= [\gamma z_{\bar{n}} z_n z_{\bar{n}}] E_m e^{j\Omega t} / Q; \\ x_5^* &= x_4^* / z_n, \end{aligned} \quad (15)$$

где  $z_n = R_n + j\Omega L_n$ ;  $z_{dr.} = r + j\Omega L$ ;

$z_u = r_u + j\Omega L_u$ ;  $z_c = (j\Omega C)^{-1}$ ;  $z_{c1} = (j\Omega C_1)^{-1}$ ;

$$Q = (z_u + z_{c1}) [z_{dr.}(z_n + z_c) + z_n z_{\bar{n}}] + \gamma^2 z_u z_{c1} (z_n + z_c).$$

Тогда, согласно значению  $x_2^*$ , выражение для комплексной амплитуды выходного напряжения можно записать в виде:

$$U_{2m} = -z_{nc} [z_{dr.} / (1-\gamma)^2 + z_{nc}]^{-1} \gamma (1-\gamma)^{-1} U_m, \quad (16)$$

где  $z_{nc} = z_n z_c (z_n + z_c)^{-1}$  – комплексное сопротивление нагрузки и параллельно включенного конденсатора фильтра С.

Согласно (16), непрерывную модель преобразователя можно рассматривать как источник регулируемого напряжения переменного тока, ЭДС  $e_m$  и выходное сопротивление  $z_{out}$  которого определяются выражением

$$e_m = -\gamma(1-\gamma)^{-1}U_m, z_{out} = z_{dr} / (1-\gamma)^2. \quad (17)$$

Пренебрегая потерями в индуктивных элементах схемы и омическими сопротивлениями емкостных элементов, получим уравнение энергетического баланса для регулятора

$$\Delta E_L = \Delta E_C + E_n, \quad (18)$$

где  $\Delta E_C$  – изменение энергии емкостных элементов схемы и  $E_n$  – потреблённая нагрузкой  $R_n$  энергия за время паузы;  $\Delta E_L$  – энергия, накопленная в индуктивных элементах:

$$\Delta E_L = \frac{L(I_{nmax})^2}{2} - \frac{L(I_{nmin})^2}{2}; \quad (19)$$

$$\Delta E_C = \frac{C(U_1)^2}{2} - \frac{C(U_2)^2}{2},$$

где  $I_{nmax}$ ,  $I_{nmin}$  – максимальное и минимальное значение тока нагрузки в моменты начала и конца импульса;  $U_1 = u_n(t_i)$  – значение выходного напряжения в момент окончания импульса – начало паузы;  $U_2 = u_n(t_f)$  – значение напряжения на выходе регулятора в момент окончания паузы – начало следующего импульса. Энергия, потребляемая однофазной нагрузкой за время паузы [5]

$$E_n = \int_{t_i}^T u_n(t) i_n(t) dt, \quad (20)$$

где  $u_n(t)$ ,  $i_n(t)$  – напряжение и ток нагрузки.

Для исключения явления перерегулирования и колебательности процесса установления напряжения на выходе при динамических изменениях тока нагрузки СУ регулятора должна обеспечить выполнение уравнения энергетического баланса и в переходных режимах работы при динамическом изменении нагрузки.

Непосредственно использовать полученные зависимости в представленном виде для управления преобразователем не представляется возможным, т.к. заранее не известны значения переменных входящих в них (длительности импульса  $t_i$ , зависимости  $u_n(t)$ ,  $i_n(t)$  и т.п.). Значения этих величин должны непрерывно прогнозироваться схемой управления.

Напряжения  $U_1$  и  $U_2$  – амплитуда действующего значения выходного напряжения преобразователя в моменты окончания импульса и паузы – должны быть одинаковыми и равными среднему напряжению на нагрузке за период, т.е. требуемому заданному напряжению  $U_{st}$ . Таким образом, можно считать:

$$\Delta E_C = \frac{C \cdot (U_{st})^2}{2} - \frac{C \cdot (u_n(t))^2}{2}. \quad (21)$$

Минимальное и максимальное значения тока двигателя  $I_{nmax}$  и  $I_{nmin}$  зависят от искомой переменной

системы – времени импульса  $t_i$ .  $I_{nmax}$  в каждый момент времени на протяжении импульса равно текущему значению тока двигателя  $i_n(t)$ .  $I_{nmin}$  в момент окончания паузы и начало нового такта работы может быть спрогнозировано системой из максимально-го  $I_{nmax} = i_n(t)$  как:

$$I_{nmin} = i_i(t) - \frac{u_L(t)t_\delta}{L} = i_i(t) - \frac{u_n(t)(T-t)}{L}, \quad (22)$$

считая, что индуктивность обмоток асинхронного двигателя достаточно велика и ток меняется приблизительно по синусоидальному закону [6], напряжение во время паузы равно напряжению нагрузки  $u_L(t) = u_n(t)$ ,  $t_p$  – длительность паузы можно определить как разность между периодом  $T$  и длительностью импульса  $t_i = t : t_p = T - t$ . При этом в процессе практической реализации контроллера важно обеспечить правильное определение  $I_{nmin} = 0$  в момент пауз в формировании напряжения, не допуская получения физически неадекватных значений. Значение потребленной нагрузкой энергии можно оценить как

$$E_n = u_n(t) i_n(t) t_\delta = u_n(t) i_n(t) (T-t). \quad (23)$$

При достижении током нагрузки  $i_n(t)$  значения  $I_{nmax}$ , обеспечивающего выполнение уравнения энергетического баланса, ключ регулятора должен быть разомкнут, таким образом значение  $i_n(t) = I_{nmax}$  является искомой переменной для СУ:

$$\frac{L(i_n(t))^2}{2} = \frac{L \left( i_L(t) - \frac{u_n(t)(T-t)}{L} \right)^2}{2} + \quad (24)$$

$$+ u_n(t) i_n(t) (T-t) + \frac{C(U_{st})^2}{2} - \frac{C(u_n(t))^2}{2}.$$

В начальный момент при включении преобразователя, когда  $u_n(0) = 0$ , такой закон управления требует корректировки – необходимо устранить возможность формирования значительных токов при постоянно замкнутом в течение нескольких периодов ключе. Поэтому следует ограничить пусковой ток, а также возможные переходные токи при набросе нагрузки. В первом приближении можно считать, что энергию, накопленную на индуктивностях обмоток, необходимо иметь возможность вывести за текущий и последующий период работы преобразователя:

$$\frac{L(i_n(t))^2}{2} = \frac{L \left( i_L(t) - \frac{u_n(t)(2T-t)}{L} \right)^2}{2} + \quad (25)$$

$$+ u_n(t) i_n(t) (2T-t).$$

При выполнении данного условия необходимо закрыть силовой ключ.

В практических схемах максимальные и минимальные значения длительности импульса ШИМ ограничены и при  $t < t_{max} = (0,05 - 0,1)T$  ключ не выключается и остаётся замкнутым, а при  $t > t_{max} = (0,05 - 0,1)T$  ключ на данном такте работы остаётся выключенным, что легко предусмотреть при реализации алгоритма работы СУ.

При этом напряжение на каждой фазе нагрузки в любой момент времени будет складываться из двух составляющих: напряжения питающей сети в соответствии со сформированным законом управления и напряжения, вызванного протекающим через обратные диоды током коммутующей фазы. Следовательно,

$$U_{\Sigma} = U + U_k . \quad (26)$$

При этом, если  $U$  в (26) зависит только от способа управления транзисторными ключами, то  $U_k$  зависит от энергии, запасенной в коммутующей фазе, т.е. от коэффициента мощности ( $\cos \varphi$ ) нагрузки. Очевидно, что при активной нагрузке энергия не запасается и  $U_k = 0$ . Поэтому все напряжение в целом

оказывается зависящим от коэффициента мощности нагрузки. Для моделирования работы регулятора с предложенным принципом управления была использована интегрированная среда математического пакета Matlab+Simulink [7] (рис. 4). Алгоритм реализации ШИМ задаётся в блоке PWM, структура которого раскрыта на рис. 5.

На вход блока вычислителя системы управления подаются следующие сигналы:  $i_n$  – ток и  $u$  – напряжение нагрузки  $R_n$ .

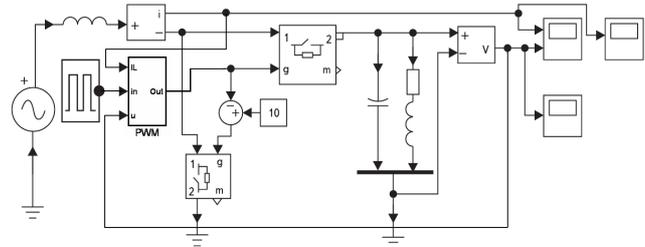


Рисунок 4 – Структура имитационной модели понижающего регулятора в среде Simulink Matlab

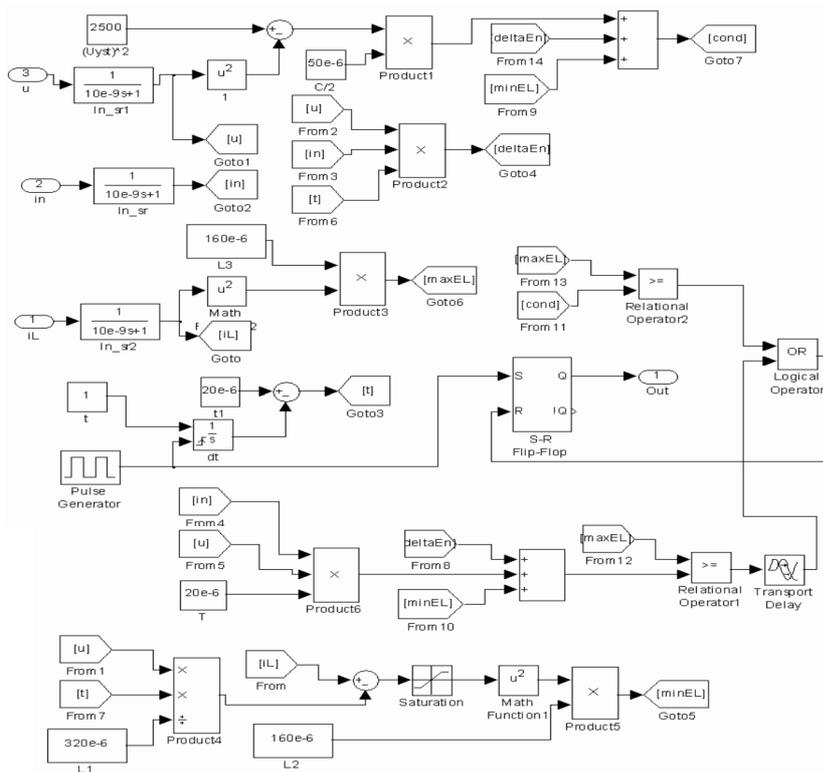


Рисунок 5 – Структурная схема блока PWM модели ШИМ-контроллера преобразователя напряжения

На рис. 6 приведены временные диаграммы для напряжения и тока нагрузки.

Если в качестве выходной величины рассматривается действующий ток нагрузки, то динамика транзисторного преобразователя напряжения определяется динамическими свойствами нагрузки.

Ток нагрузки изменяется по синусоидальному закону с периодом 0,02 с и определяется модулирующей функцией. Напряжение на нагрузке представляет

собой последовательность прямоугольных импульсов. У огибающей этих импульсов частота следования равна 50 Гц. Коэффициент заполнения импульсов  $\gamma$  изменяется по закону модулирующей функции.

**ВЫВОДЫ.** Синтез системы управления полупроводниковым преобразователем на основании уравнений энергетического баланса можно рассматривать как достаточно универсальный и дающий возможность реализовывать энергоэффективное управление

способ повышения энергетической эффективности электромеханических систем. На основе предложенного метода могут быть получены требуемые законы управления преобразователями различных топологий схем и для различных способов формирования выходного напряжения.

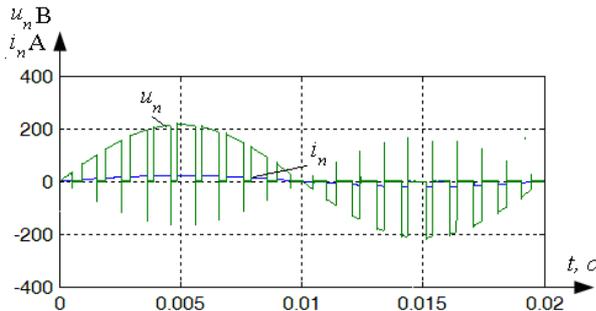


Рисунок 6 – Временные диаграммы для напряжения и тока нагрузки

Исследование на имитационной модели регулятора показывает, что метод синтеза дает возможность обеспечить максимально возможное быстродействие преобразователя, близкое к минимально возможной длительности переходных процессов в два периода преобразования.

Устойчивость работы преобразователя достигается самим алгоритмом функционирования системы управления, основанным на обеспечении баланса энергии в схеме, что позволит исключить возникно-

вание колебательных процессов.

Практическая реализация ШИМ-контроллера с предложенным принципом функционирования может быть осуществлена на базе современных цифровых сигнальных процессоров или микросхем программируемой логики.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632 с.
2. Мелешин В.И. Широтно-импульсный модулятор в непрерывной модели преобразователя // Электричество. – 2004. – № 3. – С. 46–52.
3. Кульков А.А., Третьякова М.А. Исследование импульсного источника питания с логотрическим принципом управления // Труды института Смоленский филиал МЭИ. – 1994. – Вып. 6. – С. 85–89.
4. Коршунов А. Импульсные преобразователи напряжения переменного тока // Силовая электроника. – 2006. – № 1. – С. 28–31.
5. Пеньков А.А. Непрерывная линейная модель понижающего преобразователя с системой управления на основе уравнения энергетического баланса // Практическая силовая электроника. – 2007. – Вып. 25/2007. – С. 13–17.
6. Крапивников В.В. Способ управления двигателем переменного тока. Авт. свид. СССР № 248834.
7. Дьяконов В.П. MATLAB 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6 в математике и моделировании. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 576 с.

### SYNTHESIS OF CONTROL SYSTEMS PULSE CONVERTER ALTERNATING VOLTAGE ON THE BASIS OF THE ANALYSIS ENERGY PROCESSES

**M. Yukhimenko**

Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University  
ul. Pervomayskaya, 20, Kremenchuk, 39600, Ukraine. E-mail: saue1@kdu.edu.ua

The paper discusses the problem of synthesis of control systems pulsed semiconductor converters AC voltage. An approach to the construction of control systems based on the registered parameters energy processes in the power circuit of the converter. As input parameters of control system proposes to use currents and voltages, giving a complete picture of the processes of consumption, savings and energy output. The mathematical description of the process of energy conversion for a step-down converter AC voltage. Consider the features of the steady-state pulse converters with sinusoidal input voltage, the definition of the output voltage and the amplitude of the high-frequency harmonics, as well as the features of the application of pulse converters, depending on the kind of the load. To confirm by the improvement of the proposed method was imitation simulations of single-phase converter.

**Key words:** energy processes, the control system converter, electric AC pulse width converter.

#### REFERENCES

1. Meleshin, V.I. (2003), *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika* [Transistor inverter technique], Technosphaera, Moscow. (in Russian)
2. Meleshin, V.I. (2004), "Quantizer in the continuous model of transformer", *Elektrichestvo*, no. 3, pp. 46–52. (in Russian)
3. Kulkov, A.A. and Tretyakova, M.A. (1994), "Research of impulsive source of feed with logarithmic principle of management". *Trudy Instituta "Smolenskiy filial MEI"*, no. 6, pp. 85–59. (in Russian)
4. Korshunov, A. (2006), "Pulse transformers of voltage of alternating current", *Silovaya elektronika*, no. 1, pp. 35–42. (in Russian)
5. Penkov, A.A. (2007), "Principle of synthesis of the control impulsive transformers systems on the basis of power correlations", *Prakticheskaya silovaya elektronika*, no. 25, pp. 54–62. (in Russian)
6. Krapivnikov, V.V., "Control method of alternating current engine", patent USSR № 248834. (in Russian)
7. Dyakonov, V.P. (2005), *MATLAB 6.5 SP1/7 Simulink 5/6 v matematike i modelirovanii* [MATLAB 6.5 SP1/7 + Simulink 5/6 in mathematics and simulation], SOLON-Press, Moscow. (in Russian)

Стаття надійшла 21.02.2014.