

**Gorelova Galina Viktorovna** – Southern Federal University; e-mail: gorelova-37@mail.ru; 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +79281684458; the department of state and municipal legislation and administration; dr. of eng. sc.; professor.

**Ryabzev Vladimir Nikolaevich** – e-mail: v\_ryabtsev@mail.ru; phone: +79281302064; cand. of fil. sc.; associate professor.

УДК 681.513

**Н.К. Полуянович**

### **МАТЕМАТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ПРОЦЕССОВ 4Q-S-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ**

*Дан анализ схемы силовой части преобразователя 4q-S с импульсным управлением при питании тягового привода от однофазной контактной сети переменного напряжения. Приведено математическое описание схемы и процессов 4q-S-преобразователя. Представлен алгоритм управления транзисторами при широтно-импульсном модулировании напряжения инвертора. Показано, что режим работы "потребление" или "возврат" активной мощности зависит только от угла сдвига  $\psi$  между модулирующим напряжением и напряжением на вторичной обмотке трансформатора. Описан алгоритм получения ШИМ-сигналов управления инвертора. Приведены уравнения, позволяющие определить все переменные как в цепи постоянного напряжения, так и в цепи переменного тока 4q-S-преобразователя. Выполнено моделирование и проанализированы полученные диаграммы токов и напряжений в режимах передачи энергии в цепь переменного тока и в режиме потребления энергии из цепи переменного тока. Использование 4q-S-преобразователя решает задачи: преобразования однофазного напряжения контактной сети в стабилизированное постоянное напряжение; поддержание синусоидальной формы тока контактной сети; обеспечение работы привода с заданным коэффициентом мощности сети; возврат энергии в сеть при торможении.*

*4q-S-преобразователь; тяговый электропривод; рекуперация энергии.*

**N.K. Poluyanovich**

### **MATHEMATICAL DESCRIPTION OF PROCESSES 4Q-S-CONVERTER**

*In work the analysis of the scheme of power part of the converter 4q-S with pulse management is given, at food traction drives from a single-phase contact network of an alternating voltage. The mathematical description of the scheme and processes 4q-S the converter is provided. The algorithm of management is presented by transistors, at widths-but-pulse modulation of tension of the inverter. It is shown that the operating mode "consumption" or "return" of active power depends only on a shift corner  $\psi$  between the modulating tension and tension on a secondary winding of the transformer. The algorithm of receiving ShIM of signals of management of the inverter is described. The equations allowing to define all variables, both in a chain of constant tension, and in a chain of alternating current 4q-S the converter are given. Modeling is executed and the received charts of currents and tension in modes of transmission of energy in a chain of alternating current and in a mode of consumption of energy from a chain of alternating current are analyzed. Use 4q-S the converter solves problems: transformations of single-phase tension of a contact network to the stabilized constant tension; maintenance of a sinusoidal form of current of a contact network; ensuring operation of the drive with the set power factor of a network; return of energy to a network when braking.*

*4q-S converter; traction electric drive; energy recovery.*

**Введение.** Преобразователь 4q-S обеспечивает синусоидальную форму тока потребляемого из сети с регулированием фазового сдвига относительно сетевого напряжения и стабилизирует напряжение в звене постоянного тока. Преобразовате-

ли 4QS решают следующие задачи: преобразование однофазного напряжения контактной сети, изменяющегося в широких пределах, в стабилизированное постоянное напряжение; поддержание синусоидальной формы тока контактной сети; обеспечение работы привода с заданным коэффициентом мощности сети; передача энергии нагрузке в режимах тяги, возврат энергии в сеть при торможении [1, 2, 3, 4].

**Анализ силовой части преобразователя 4q-S.** Четырехквadrантные преобразователи переменного-постоянного напряжения типа 4q-S используются на железнодорожном транспорте, например, при питании приводов от однофазной контактной сети переменного напряжения. Схема силовой части преобразователя типа 4q-S изображена на рис. 1, где  $L_N$  – дроссель,  $VT_1 - VT_4$  однофазный транзисторный выпрямитель с ключами, резонансный LC-фильтр с емкостью  $C_2$  и индуктивностью  $L_2$ , а также конденсаторный фильтр с емкостью  $C$ . Резонансный фильтр с элементами  $C_2$  и  $L_2$  рассчитывается на частоту, равную удвоенной частоте напряжения питающей сети. Фильтр рассчитывается на резонансную частоту 100 Гц, какую имеют основные высшие гармонические составляющие выпрямленного напряжения однофазного моста. Для этих составляющих сопротивление резонансного фильтра равно 0 (если не учитываются активные сопротивления) и для них выходная цепь выпрямителя замкнута накоротко. Поэтому для ограничения токов на входе выпрямителей используются дроссели со значительной индуктивностью. Другие высшие гармонические выпрямленного напряжения ограничиваются конденсаторным фильтром.

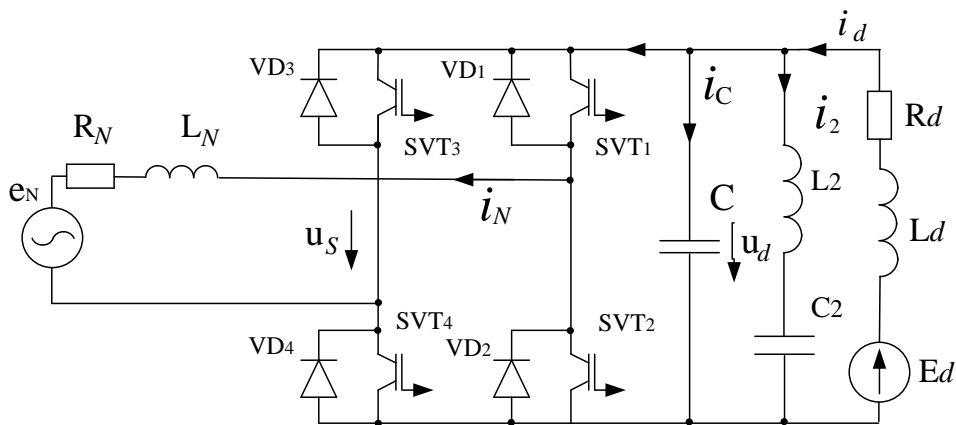


Рис. 1. Расчетная схема 4q-S-преобразователя

Рассмотрим 4q-S-преобразователь как однофазный автономный инвертор напряжения, включенный между электрическими цепями постоянного и переменного тока (рис. 1), где цепь постоянного тока содержит источник напряжения  $E_d$ , активное сопротивление  $R_d$  и индуктивность  $L_d$  ( $E_d$ ,  $L_d$  и  $R_d$  представляют эквивалентную нагрузку или источник электрической энергии в зависимости от соотношения напряжения источника ЭДС  $E_d$  и напряжения  $U_d$  на конденсаторе фильтра  $C$ ). Цепь переменного тока содержит последовательно включенные индуктивность  $L_N$ , активное сопротивление  $R_N$  и источник напряжения  $E_N$ .  $L_N$  является необходимым элементом, сопротивление  $R_N$  характеризует потери мощности, а источник синусоидального напряжения  $E_N$ , в зависимости от фазового сдвига между током  $i_N$  и напряжением  $E_N$ , может потреблять либо генерировать электрическую энергию. При условии, что индуктивное сопротивление  $\omega_N L_N \gg R_N$ , сопротивлением  $R_N$  можно пренебречь.

При математическом описании схемы рис. 2 конденсатор в цепи выпрямленного напряжения заменяется зависимым источником напряжения. Затем этот источник переносится в ветви схемы, которые соединяются друг с другом в положительном полюсе цепи выпрямленного напряжения. В результате выделяются под-схемы, изображенные на рис. 1.

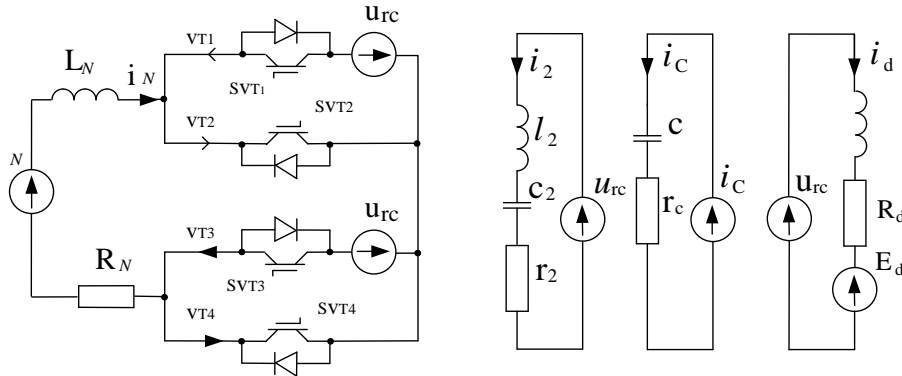


Рис. 2. Разделение схемы с преобразователем 4QS на подсхемы

Ток резонансного фильтра определяется из уравнения

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{u_{rc} - r_2 i_2 - u_{c2}}{L_2} \tag{1}$$

Напряжение конденсатора резонансного фильтра:

$$u_{c2} = u_{c2} + \frac{i_2 \Delta t}{c_2} \tag{2}$$

Выходной ток транзисторного моста:

$$i_N = -i_{VT1} - i_{VT2} \tag{3}$$

Токи в плечах транзисторного моста:

$$\left. \begin{aligned} i_{VT1} &= -S_{VT1} i_N, \\ i_{VT2} &= (1 - S_{VT1}) i_N, \\ i_{VT3} &= k_{VT2} i_N, \\ i_{VT4} &= -(1 - S_{VT2}) i_N. \end{aligned} \right\} \tag{4}$$

В подсхеме с транзисторами преобразовательного моста ток сети  $i_N$  может быть определен уравнением

$$\frac{di_N}{dt} = \frac{e_N - (R_N) i_N - u_{rc} (S_{VT1} - S_{VT2})}{L_N} \tag{5}$$

ЭДС питающей сети:

$$\left. \begin{aligned} \tau &= \tau + \omega \cdot \Delta t, \\ e_N &= E_{Nm} \sin \tau, \end{aligned} \right\} \tag{6}$$

где  $\omega$  – частота напряжения сети,  $\Delta t$  – шаг расчета.

Ток в нагрузке определяется из уравнения

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{u_{rc} - R_d i_d - E_d}{l_d} \tag{7}$$

Математическое описание процессов 4q-S-преобразователя. Чтобы напряжение  $U_S$  (рис. 1) определялось только алгоритмом подачи сигналов на транзисторы и напряжением  $U_d$  и не зависело от тока  $i_N$ , необходимо обеспечить отсутствие пауз между сигналами на выключение и включение транзисторов одной фазы, например:  $VT_1, VT_2$  или  $VT_3, VT_4$ . При непрерывном токе  $i_N$  наличие этих пауз не оказывает влияния на форму напряжения  $U_S$ , что позволяет считать изменение состояния транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  или  $VT_3$  и  $VT_4$  одновременным.

Регулируемое по величине и по фазе переменное напряжение  $U_S$  может быть получено методом ШИМ и будет представлять последовательность импульсов с амплитудой  $U_d$ . Знак, ширина и положение этих импульсов на оси времени определяется алгоритмом включения и выключения транзисторов  $VT_1 - VT_4$ .

Алгоритм управления транзисторами, при широтно-импульсной модуляции напряжения инвертора, основан на сравнении модулирующего сигнала  $F_M(t)$ , определяющего желаемый вид выходного напряжения инвертора, и тактового  $-F_T(t)$ , определяющего частоту переключения транзисторов.

При синусоидальной широтно-импульсной модуляции (8) [5] формирование импульсов происходит на основании сравнения синусоидального модулирующего напряжения и пилообразного.

$$F_M(t) = A \sin(\omega_N t + \psi). \quad (8)$$

Угол  $\psi$  позволяет регулировать режим работы преобразователя (прямой или обратный), а также определяет величину тока, потребляемого преобразователем из сети. Величина активного тока (задается углом  $\psi$ ) определяет напряжение на выходе преобразователя. При  $\psi < 0$  напряжение  $u_S$  отстает от напряжения  $u_N$  (рис. 5), при  $\psi > 0$  напряжение  $u_S$  опережает напряжение  $u_N$ . Угол сдвига  $\varphi_a$  между первыми гармониками тока  $i_{a1}$  (рис. 3) и напряжения  $e_{a1}$  регулируется изменением угла сдвига  $\psi$  между модулирующим напряжением и напряжением на вторичной обмотке трансформатора. Регулируя угол сдвига  $\psi$  можно добиться, чтобы угол  $\varphi_a$  в режиме тяги был равен нулю, и  $180^\circ$  градусов в режиме рекуперации (рис. 5).

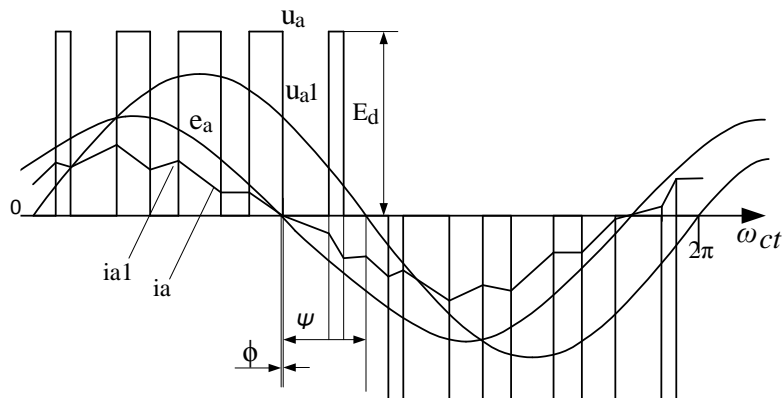


Рис. 3. Осциллограмма напряжений и токов

Режим работы "потребление" или "возврат" активной мощности зависит только от угла сдвига  $\psi$  и не зависит от соотношения напряжений  $U_N$  и  $U_S$ . То есть "возврат" активной мощности может быть осуществлен и при напряжении  $U_S < U_N$ . Коэффициент модуляции  $k_M = E_N / (U_d * \cos\psi)$  влияет на сдвиг фазы тока сети относительно напряжения.

**Алгоритм получения ШИМ-сигналов управления инвертора.** Напряжения треугольного тактового сигнала запишется как [3]:

$$F(t) = B \frac{2}{\pi} \arcsin \left[ \sin \left( \omega_T t + \frac{\pi}{2} \right) \right] \quad (9)$$

Сигналы на включение  $VT_1$  можно определить из выражения  $S1 = \text{КОМП}[F_M(t) - F_T(t)]$ , где  $A$ ,  $\omega_N = 2\pi f_N$  – амплитуда и частота модулирующего сигнала;  $B$ ,  $\omega_T = 2\pi f_T$  – амплитуда и частота тактового сигнала, треугольной формы; КОМП(X) – функция сравнения (компаратор):

$$\text{КОМП}(X) = \begin{cases} 1 & \text{при } X > 0, \\ 0 & \text{при } X \leq 0. \end{cases}$$

$S_1$  – логическая переменная, определяющая состояние транзистора  $VT_1$  ( $S_1=1$  – транзистор включен,  $S_1=0$  – транзистор выключен).

Логическая переменная  $S_2$ , определяющая состояние транзистора  $VT_2$ , может быть найдена как инверсия логической переменной  $S_1$ , т.е.

$$S_2 = \overline{S_1} = \begin{cases} 1 & \text{при } X > 0, \\ 0 & \text{при } X \leq 0. \end{cases}$$

Алгоритм управления транзисторами  $VT_3$  и  $VT_4$  можно получить, если в качестве модулирующего использовать сигнал  $F'_M(t) = -F_M(t) = A \sin(\omega_N t - \pi + \psi)$ , который при сравнении с тактовым сигналом  $F_T(t)$  позволяет определить функцию включения транзистора  $VT_3$ ,  $S_3 = \text{КОМП}[F'_M(t) - F_T(t)]$  и функцию включения транзистора  $VT_4$ ,  $S_4 = \overline{S_3}$ .

На рис. 4 приведены диаграммы переменных, поясняющие алгоритм получения сигналов управления транзисторами. Для  $k$ -го полупериода среднее значение каждого импульса напряжения  $u_s(t)$  за полупериод тактового сигнала определяется как:

$$U_s(k) = \frac{2U_d}{T_T} \int_{(k-1)T_T/2}^{kT_T/2} \sin \omega_N t dt = \mu U_d \sin [(k - 1/2)\pi/\varepsilon],$$

где  $\mu = A/B$  – глубина или индекс модуляции;  $\varepsilon = f_T/f_N$  – кратность частоты тактового и модулирующего сигнала.

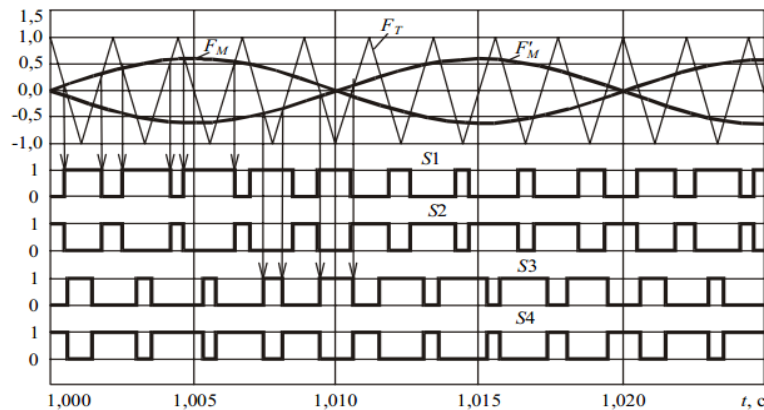


Рис. 4. Получение ШИМ-сигналов управления транзисторами инвертора

При ШИМ-модуляции сглаженное по полупериодам тактового сигнала напряжение на выходе инвертора представляет "квантованное" по уровню модулирующее напряжение. Величина каждого "кванта" напряжения определяется значением модулирующего сигнала в моменты времени, когда тактовый сигнал  $F_T(t_k)=0$ .

Мгновенное значение напряжения  $U_s(t)$  можно определить из выражения

$$u_s(t) = U_d(t) f_u(t), \quad (10)$$

где  $f_u(t)$  – переключающая или коммутационная функция инвертора по напряжению:

$$f_u(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } S_1 = 1 \text{ и } S_4 = 1, \\ 0 & \text{при } S_1 = 1 \text{ и } S_3 = 1, \\ 0 & \text{при } S_2 = 1 \text{ и } S_4 = 1, \\ -1 & \text{при } S_2 = 1 \text{ и } S_3 = 1. \end{cases}$$

$f_u(t)$  имеет единичную амплитуду и определяется состоянием транзисторов инвертора. Применяя  $f_u(t)$  можно установить связь между токами  $i$  и  $i_N$ -преобразователя.

Потери мощности в 4q-S очень малы, тогда из равенства мощностей на зажимах постоянного и переменного тока  $u_d(t)i(t)=u_s(t)i_s(t)$  получим

$$i(t) = f_u(t)i_N(t). \quad (11)$$

Выражения (10, 11) устанавливают связь между переменными на входе и выходе преобразователя и позволяют записать уравнения для анализа процессов в схеме рис. 1:

$$\begin{aligned} L_d \frac{di_d}{dt} + R_d i_d &= E_d - u_d; \\ L_2 \frac{di_2}{dt} + R_2 i_2 &= u_d - u_{c2}; \\ C_2 \frac{du_{c2}}{dt} &= i_2; \\ C \frac{du_d}{dt} &= i_d - i_2 - f_u(t)i_N; \\ L_N \frac{di_N}{dt} + R_N i_N &= f_u(t)u_d - e_N. \end{aligned} \quad (12)$$

Система (12) и коммутационная функция  $f_u(t)$  позволяют определить все переменные как в цепи постоянного напряжения, так и в цепи переменного тока.

**Моделирование электромагнитных процессов.** В примере (рис. 5–7) расчета электромагнитных процессов в 4q-S-преобразователя для тягового электропривода электропоезда "Сокол" использовались исходные параметры [5]:  $E_N = 940$  В – действующее значение тяговой обмотки трансформатора;  $L_N = 0,92$  мГн,  $R_N = 0,01$  Ом – приведенные индуктивность и активное сопротивление источника  $E_N$ ;  $C = 2,4$  мФ – емкость фильтра;  $L_2 = 2,5$  мГн,  $R_2 = 0,01$  Ом,  $C_2 = 1$  мФ – индуктивность, активное сопротивление и емкость фильтра 2-й гармоники;  $L_d = 3,32$  мГн,  $R_d = 0,043$  Ом – приведенные к звену постоянного напряжения индуктивность и активное сопротивление асинхронных тяговых двигателей (АТД);  $E_d$  – приведенная к звену постоянного напряжения ЭДС АТД;  $U_d = 1650$ , В – заданное значение напряжения промежуточного звена постоянного напряжения;  $\varepsilon = 9$  – кратность частоты коммутации  $f_T = 450$  Гц.

Диаграммы токов и напряжений (рис. 5) соответствуют режиму передачи энергии в цепь переменного тока ( $E_d = 1690$ , В), на которых сдвиг по фазе между основной гармоникой тока  $i_N$  и напряжением  $U_N$  стремится к  $180^\circ$ .

В режиме потребления энергии из цепи переменного тока ( $E_d = 1610$  В) рис. 7 сдвиг по фазе между током  $i_N$  и напряжением  $U_N$  стремится к нулю. Напряжения  $U_c$  и  $i_c$  и напряжение в цепи постоянного тока  $U_d$  4 q-S-преобразователя на рис. 6.

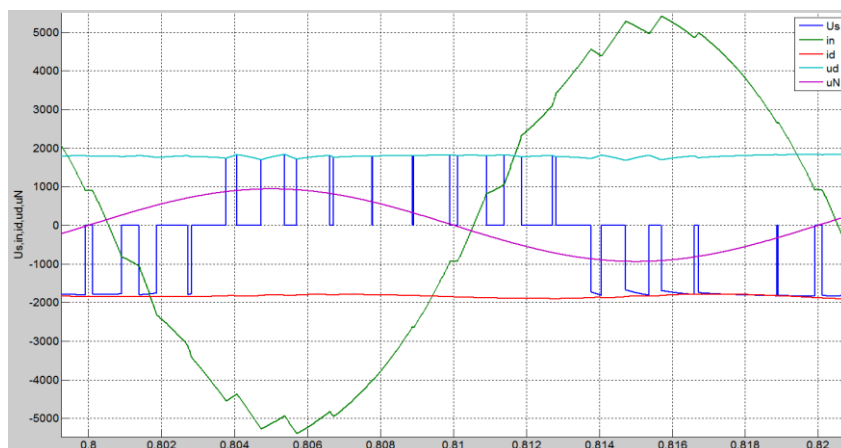


Рис. 5. Моделирование передачи энергии в цепь переменного тока ( $\psi = -\pi/3,26$ )

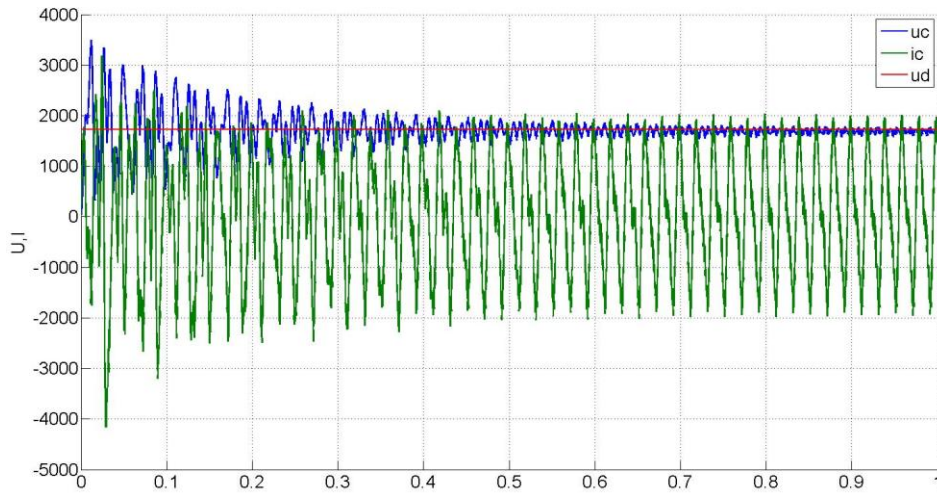


Рис. 6. Напряжения  $U_c$  и  $i_c$  и напряжение  $U_d$  4 q-S-преобразователя

Анализ сетевого тока  $i_N$  (рис. 5, 7), а также уравнения (13) показывает, что характер изменения тока  $i_N$  определяется напряжением на индуктивности, которое согласно (13) может принимать следующие значения:

$$u_{L_N}(t) = \begin{cases} u_d - e_N & \text{при } f_u(t) = 1, \\ -e_N & \text{при } f_u(t) = 0, \\ -u_d - e_N & \text{при } f_u(t) = -1. \end{cases}$$

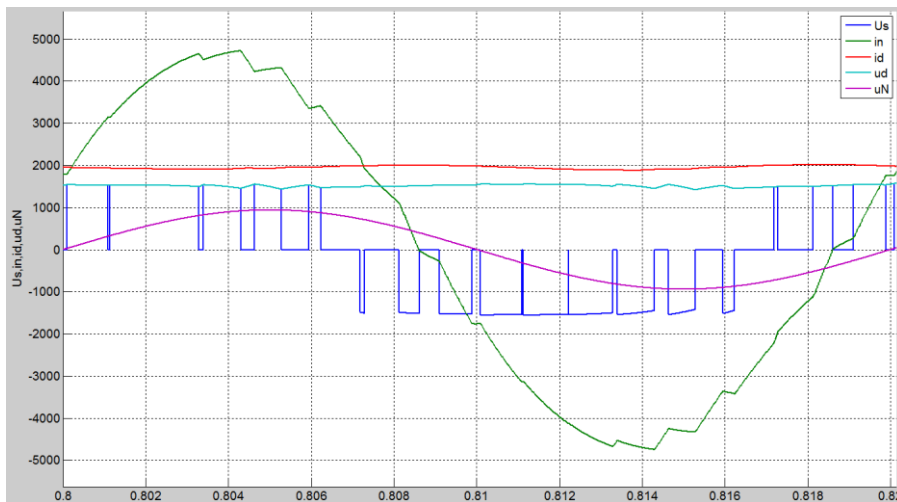


Рис. 7. Моделирование передачи энергии в цепь постоянного напряжения ( $\psi = \pi/3,26$ )

Зависимости  $u_L(t)$  и  $i_N(t)$  показывают, что ток  $i_N(t)$  можно определять как выходной ток инвертора напряжения, нагруженного на активно-индуктивное сопротивление и источник переменного напряжения сети. Наибольший экономический эффект от внедрения систем импульсного управления тягового электропривода должен включать и математическое описание взаимодействия элементов системы энергосети [6, 7].

**Заключение.** Преобразователь 4q-S позволяет использовать рекуперативное торможение (является реверсивным преобразователем). Преобразователь 4q-S обеспечивает двухстороннюю передачу электрической энергии с любым сдвигом по фазе между током и напряжением питающей сети и может использоваться в качестве компенсатора реактивной мощности. Высокие показатели 4q-S-преобразователя определяются ШИМ-модуляцией, обеспечивающей практически синусоидальную форму сети, а коэффициент мощности близок к единице.

Исследуя преобразователь 4q-S, были учтены разработки, выполненные в МИИТе к.т.н Литовченко В.В.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Полуянович Н.К., Волощенко Ю.П., Шушанов И.И.* Математическая модель тягового электропривода с широтно-импульсным управлением для исследования режима пуска // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 4 (141). – С. 125-131.
2. *Пшихопов В.Х., Гайдук А.Р., Медведев М.Ю., Беляев В.Е., Полуянович Н.К., Волощенко Ю.П.* Энергосберегающее управление тяговыми приводами электроподвижного состава // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 2 (139). – С. 192-199.
3. *Литовченко В.В.* 4q-S – четырехквadrантный преобразователь электровозов переменного тока // Известия вузов. Электромеханика. – 2000. – № 3. – С.64-73.
4. *Полуянович Н.К., Волощенко Ю.П., Шушанов И.И.* Анализ модели взаимодействия систем тяговых электроприводов электроподвижного состава через контактную сеть // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 7 (144). – С. 195-201.
5. *Dubyago M.N.* Mathematical description of interaction of the elements in the power network system, 2013 International Conference on Renewable Energy and Environmental Technology (ICREET 2013), Applied Mechanics and Materials. – 2014. – Vol. 448-453. – P. 2455-2460.
6. *Полуянович Н.К.* Преобразовательная система комплексной модели тягового привода электроподвижного состава // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2014. – № 1 (150). – С. 132-137.
7. *Полуянович Н.К.* Разработка алгоритма релейной защиты распределительной сети на основе математической модели // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2009. – № 1 (90). – С. 240-245.

Статью рекомендовал к публикации д.ф.-м.н., профессор А.А. Лаврентьев.

**Полуянович Николай Константинович** – Южный федеральный университет; e-mail: nik1-58@mail.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: 89185693365; кафедра электротехники и мехатроники; к.т.н.; доцент.

**Poluyanovich Nikolay Konstantinovich** – Southern Federal University; e-mail: nik1-58@mail.ru; 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +79185693365; the department of electric technics and mechatronics; cand. of eng. sc.; associate professor.

УДК 51.519.7

**Е.В. Ильяшенко**

#### **ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ФРАХТОВОГО РЫНКА ТАНКЕРОВ КЛАССА «АФРАМАКС» С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОСЕТЕЙ**

*Выявлены особенности нейросетевого программирования при долгосрочном прогнозировании фрахтового рынка танкеров класса «Афрамакс». Разработана математическая модель долгосрочного прогнозирования на основе системного рассмотрения локального рынка. Целью рассматриваемого исследования является изучение опыта специалистов в области прогнозирования фрахтового рынка танкеров «Афрамакс» с использованием ис-*