

УДК 622.625.28-83

**Синчук Олег Николаевич**, д-р техн. наук, проф., заведующий кафедры автоматизированных электромеханических систем в промышленности и транспорте.

ГВУЗ «Криворожский национальный университет», г. Кривой Рог, Украина, ул. XXII Партсъезда, 11, 50027, E-mail: [speet@ukr.net](mailto:speet@ukr.net)

**Юрченко Олег Николаевич**, д-р техн. наук, проф., заведующий отделом транзисторных преобразователей.

Институт электродинамики НАН Украины, г. Киев, Украина. пр. Победы 56, Киев-57, Украина, 03680, E-mail: [Yuon@ied.org.ua](mailto:Yuon@ied.org.ua)

**Михайличенко Дмитрий Анатолиевич**, ст. препод.

Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского, г. Кременчуг, Украина. ул. Первомайская, 20, г. Кременчуг, 39600, Украина. E-mail: [emdenn@mail.ru](mailto:emdenn@mail.ru)

**Дяченко Владимир Сергеевич**, асп.

Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского, г. Кременчуг, Украина. ул. Первомайская, 20, г. Кременчуг, 39600, Украина. E-mail: [yova\\_dyak88@mail.ru](mailto:yova_dyak88@mail.ru)

### О ФОРМИРОВАНИИ СПОСОБАМИ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ ВЫХОДНЫХ ФОРМ КРИВЫХ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

*В статье рассмотрены вопросы оценки и выбора электроэнергoeffективного варианта формирования выходных форм кривых тока и напряжения при широтно-импульсной модуляции инвертором, предназначенным для питания электрических двигателей переменного тока. Проанализированы алгоритм формирования пространственного вектора напряжения, для реализации широтно-импульсной модуляции, при управлении автономным инвертором напряжения и способы формирования напряжения на нагрузке за период широтно-импульсной модуляции. Составлен алгоритм моделирования выходного напряжения широтно-импульсного преобразователя. Приведена система уравнений описывающих переходные процессы в активно-индуктивной нагрузке с широтно-импульсным преобразователем. Представлены результаты моделирования режимов работы широтно-импульсных преобразователей с различными законами формирования выходных электрических параметров. Библ.11, табл. 0, рис. 5.*

**Ключевые слова:** синхронный электрический двигатель, широтно-импульсный преобразователь.

**Синчук Олег Миколайович**, д-р техн. наук, проф., заведующий кафедрой автоматизированных электромеханических систем в промышленности и транспорте

ДВУЗ «Криворізький національний університет», м. Кривий Ріг, Україна. вул. XXII Партз'їзду, 11, м. Кривий Ріг, Україна, 50027, E-mail: [speet@ukr.net](mailto:speet@ukr.net)

**Юрченко Олег Николаевич**, д-р техн. наук, проф., заведующий відділом транзисторних перетворювачів

Інститут електродинаміки НАН України, м. Київ, Україна. пр. Перемоги 56, Київ-57, Україна, 03680, E-mail: [Yuon@ied.org.ua](mailto:Yuon@ied.org.ua)

**Михайличенко Дмитро Анатолієвич**, старш. виклад.

Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, м. Кременчук, Україна. вул. Першотравнева, 20, м. Кременчук, 39600, Україна. E-mail: [emdenn@mail.ru](mailto:emdenn@mail.ru)

**Дяченко Володимир Сергійович**, асп., E-mail: [yova\\_dyak88@mail.ru](mailto:yova_dyak88@mail.ru)

Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського, м. Кременчук, Україна. вул. Першотравнева, 20, м. Кременчук, 39600, Україна.

### О ФОРМУВАННІ СПОСОБАМИ ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЇ МОДУЛЯЦІЇ ВИХІДНИХ ФОРМ КРИВИХ СТРУМУ ТА НАПРУГИ ДЛЯ ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОДВИГУНІВ ЗМІННОГО СТРУМУ

*У статті розглянуті питання оцінки та вибору електроенергoeffективного варіанту формування вихідних форм кривих струму та напруги при широтно-імпульсній модуляції (ШІМ) інвертором, що призначен для живлення електричних двигунів змінного струму. Проаналізовані алгоритм формування просторового вектору напруги, для реалізації ШІМ, при керуванні автономним інвертором напруги (АІН) та способи формування напруги на навантаженні за період ШІМ. Складено алгоритм моделювання вихідної напруги широтно-імпульсного перетворювача (ШІП). Приведена система рівнянь які описують перехідні процеси в активно-індуктивному навантаженні з ШІП. Представлені результати моделювання режимів роботи ШІП з різними законами вихідних електричних параметрів. Бібл.11, табл. 0, рис. 5.*

**Ключевые слова:** синхронний електричний двигун, широтно-імпульсний перетворювач.

**Sinchyk Oleg Nikolaevich**, Dr. Eng, Sc., Prof., head of the Department of automated electro-mechanical systems in industry and transport

State institution of higher education «Kryvyi Rih National University», Kryvyi Rih, Ukraine. *vul. XXII Partz'yizdu 11, Kryvyi Rih, Ukraine, 50027, E-mail: [speet@ukr.net](mailto:speet@ukr.net)*

**Yurchenko Oleg Nikolaevich**, Dr. Eng, Sc., Prof., head of the Department of transistor converter Institute of Aerodynamics of the NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine. *pr.Pobedy 56, Kyiv-57, Ukraine, 03680. E-mail: [Yuon@ied.org.ua](mailto:Yuon@ied.org.ua)*

**Mikhaylichenko Dmitriy Anatolyevich**, senior Instructor Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University, Kremenchuk, Ukraine. *vul. Pershotravneva, 20, Kremenchuk, Ukraine, 39600. E-mail: [emdenn@mail.ru](mailto:emdenn@mail.ru)*

**Diachenko Vladimir Sergeevich**, Ph.D. student, E-mail: [vova\\_dyak88@mail.ru](mailto:vova_dyak88@mail.ru) Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University, Kremenchuk, Ukraine. *vul. Pershotravneva, 20, Kremenchuk, Ukraine, 39600.*

## ABOUT FORMATION OF OUTPUT FORMS OF CURRENT AND STRESS CURVE POWERING OF ALTERNATING-CURRENT ELECTRIC MOTORS BY TECHNOLOGIES OF PULSE-WIDTH MODULATION

*The article reviewed problems of appraisal and selection of electric energy-efficient variant of forming of output forms of current and stress curve at pulse-width modulation by converter designed for powering of alternating-current electric motors. Algorithm of forming of space stress vector for pulse-width modulation at autonomous voltage sourced convertor operation and methods of forming of on-load voltage over a period of pulse-width modulation are analyzed. Modeling algorithm of output voltage of pulse-width modulation is developed. Equation system describing transient phenomenon in active and inductive loading with pulse-width modulation is provided. Results of modeling of operations of pulse-width modulation with various laws of forming of output electrical parameters are represented. Lib. 11, Table 0, Fig. 5.*

**Keywords:** *synchronous electric motor, pulse-width converter.*

### Введение

Пуск мощных синхронных электрических двигателей имеющих большие моменты инерции и предназначенных для функционирования в комплексе современных электромеханических систем (механизмов), как правило, производится при помощи пусковых устройств, в т. ч. на основе полупроводниковых преобразователей электрической энергии [1, 2]. При этом, весьма интересным по ряду электроэнергетических и электромеханических критериев, представляется тот факт, что алгоритмы формирования требуемых выходных электрических параметров таких пусковых устройств на основе полупроводниковых преобразователей могут быть различными и варьироваться в силу требований технологи функционирования конкретного механизма [3–5].

### Актуальность

Оценка и выбор наиболее подходящего из возможных способа формирования выходных форм кривых тока и напряжения широтно-импульсного преобразователя (ШИП) при широтно-импульсной модуляции (ШИМ), для конкретной электротехнической системы, задача не простая, ввиду существования нескольких возможных вариантов управления преобразователем. Поэтому актуальным является решение вопросов связанных с моделированием ШИП с различными законами формирования выходных параметров при векторном и частотном управлении для дальнейшего анализа [4].

### Цели и задачи

Разработка теоретических аспектов построения алгоритма формирования выходных параметров ШИП при различных законах ШИМ.

### Материалы исследования

В настоящее время для реализации способа ШИМ – наиболее широко используется алгоритм формирования пространственного вектора напряжения. Такой алгоритм позволяет достаточно полно использовать напряжение в звене постоянного тока и обеспечивает несколько более простую схемотехническую реализацию при микропроцессорном управлении [6, 7].

Алгоритм пространственного вектора состоит в следующем. Любые три функции времени, которые удовлетворяют условию:  $u_a(t) + u_b(t) + u_c(t) = 0$  могут быть представлены в двумерном пространстве, где координаты выбираются так, чтобы вектор  $U_a \ 0 \ 0$  располагался

вдоль горизонтальной оси, вектор  $[0 \ U_b \ 0]^T$  был повернут на  $120^\circ$ , и вектор  $[0 \ 0 \ U_c]^T$  повернут еще на  $120^\circ$  как показано на рис. 1.

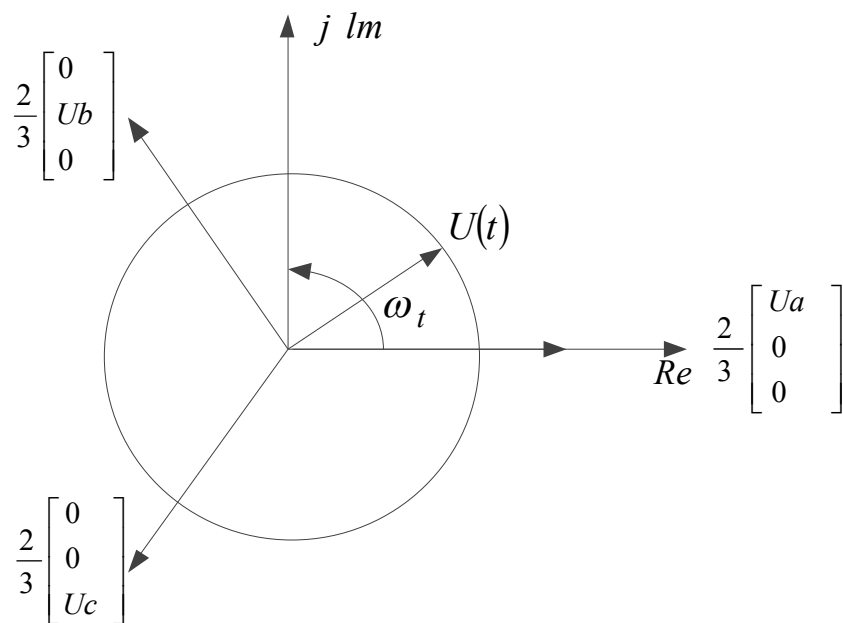


Рис. 1. Взаимосвязь координат и пространственного вектора  $U(t)$

Пространственный вектор  $u(t)$  в комплексной форме

$$U(t) = (U_a + U_b \cdot e^{j(2/3)\pi} + U_c \cdot e^{-j(2/3)\pi}), \quad (1)$$

$$U(t) = U_x + jU_y,$$

Доступные варианты положения пространственного вектора соответствуют восьми состояниям ключей инвертора, как показано на рис. 2. В наборе возможных векторов вектор  $V_0$  является нулевым вектором и его получение возможно применением двух комбинаций:  $V_0(0 \ 00)$  и  $V_0(1 \ 1 \ 1)$ . Для обеспечения требуемого выходного пространственного вектора  $V_0^*(t)$  время проводимости шести ключей модулируется в соответствии с амплитудой и углом  $V_0^*(t)$ . Амплитудное значение напряжения  $V_{om}$ ,  $\omega_0$  – круговая частота выходного вектора  $V_0(t)$ . Угол  $V_0^*(t)$  определяет выбор одного из шести  $60^\circ$ -ти градусных секторов на комплексной плоскости.

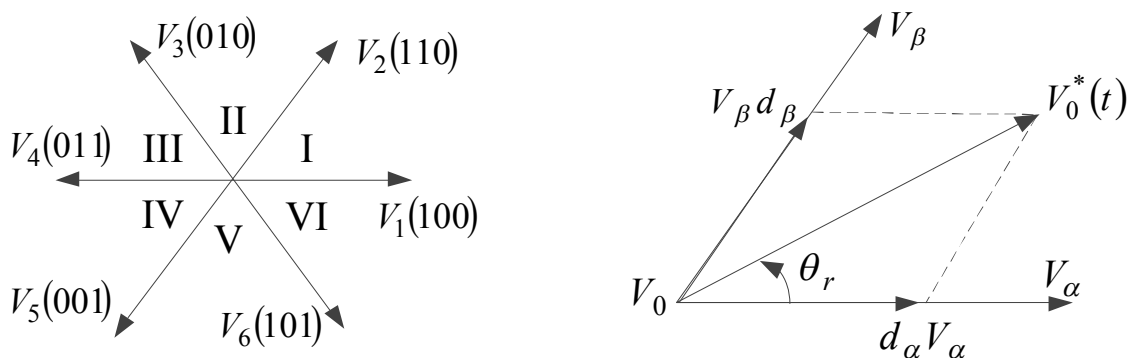


Рис. 2. Пространственный вектор и составляющие напряжения

Заданный пространственный вектор  $V_0^*(t)$  на рис. 2 модулируется следующим образом:

$$V_0^*(t) = d_\alpha V_\alpha + d_\beta V_\beta, \quad (2)$$

длительности  $d_\alpha$  и  $d_\beta$  включения векторов  $V_\alpha$  и  $V_\beta$  определяются по следующим формулам:

$$d_\alpha = m \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_r\right), \quad d_\beta = m \cdot \sin(\theta_r), \quad d_0 = 1 - d_\alpha - d_\beta. \quad (3)$$

При этом, модуляционный индекс  $m$  ( $0 < m < 1$ ) определяется как

$$m = \frac{3 \cdot V_{om}}{Vd}, \quad (4)$$

где  $Vd$  – напряжение в звене постоянного тока инвертора.

Для формирования напряжения на нагрузке за период ШИМ используются различные последовательности включения векторов  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$  и  $V_0$ , от которых зависит качество выходного напряжения и следовательно, тока и динамические потери в инверторе, которые определяются числом переключений на период выходного напряжения. В зависимости от порядка следования векторов различают "фронтную" и "центрированную" модуляцию [7–9]. При использовании "фронтной" модуляции порядок определяется формулой  $V_0 \mid V_\beta \mid V_\alpha$  или  $V_\alpha \mid V_\beta \mid V_0$ , в которой выбор нулевого вектора (0 0 0) или (111) привязан к конкретному сектору. Смена нулевой комбинации в различных секторах необходима для сокращения числа переключений.

Мгновенное напряжение ШИП в звене постоянного тока описывается уравнением [8, 9]:

$$\begin{aligned} U_d(\tau) &= U_{\max} && \text{при } 0 < \tau < \gamma, \\ U_d(\tau) &= 0 && \text{при } \gamma < \tau < Td, \end{aligned} \quad (5)$$

где  $\tau$  – текущее время за период, с;

$Td$  – период дискретности ШИП;

$\gamma$  – скважность.

Алгоритм моделирования выходного напряжения ШИП (рис.3) заключается в следующем. Скважность  $\gamma$  ШИП задается выходным значением регулятора тока  $U_{rt}$  по формуле

$$\gamma = \text{abs}(U_{\text{зад}}/U_{\text{MAX}}), \quad (6)$$

где  $U_{\text{MAX}}$  – амплитуда ШИП. Полярность выходного напряжения  $U_d$  определяется знаком  $U_{\text{зад}}$ .

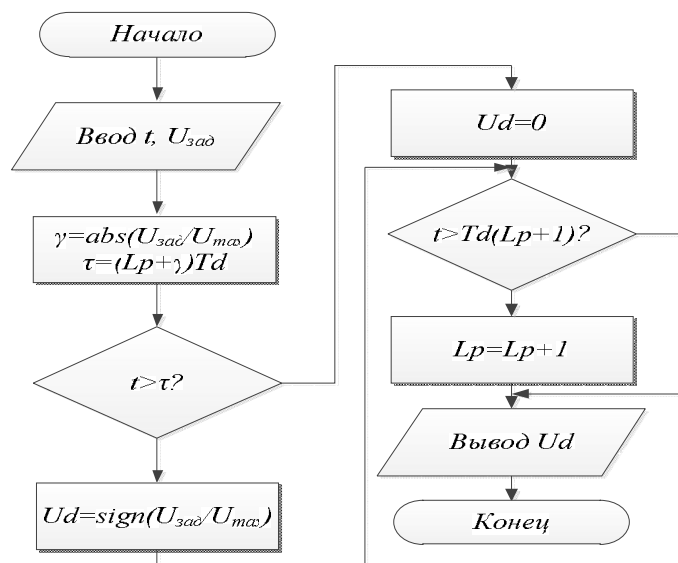


Рис. 3. Алгоритм моделирования ШИП

В формате Фортран можно записать  $U_d = \text{sign}(U_{\text{MAX}}, U_{\text{зад}})$ . Если текущее время больше времени  $(Lp + \gamma)Td$ , где  $Lp$  – номер периода ШИП, тогда  $U_d = 0.0$ . В пространстве Фортран:

if(t.gt.(Lp+γ)\*Td) Ud=0.0. Номер периода увеличивается на единицу, если текущее время  $t$  превышает  $Td(Lp+1)$ . В пространстве Фортран: if(t.gt.Td\*(Lp+1)) Lp=Lp+1.

Система уравнений, описывающих переходные процессы в активно - индуктивной нагрузке, содержащей противо-ЭДС, с ШИП, имеет вид [8-11]:

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{u_{\text{сдд}}}{u_{\text{огр}}} \cdot T_d; \\ u_m(t) &= \text{sign}(U_{\text{MAX}}, U_{\text{сдд}}) \text{ а } \tilde{e} \tilde{e} t < T_d \cdot (Lp + \gamma); \\ u_m(t) &= 0 \text{ а } \tilde{e} \tilde{e} t > T_d \cdot (Lp + \gamma); \\ Lp &= Lp + 1 \text{ а } \tilde{e} \tilde{e} t > T_d \cdot Lp; \\ \frac{di}{dt} &= (u - iR_H - e) / L_H. \end{aligned} \quad (7)$$

Алгоритм формирования трехфазного синусоидального напряжения с учетом свойств ШИП с периодом дискретности  $Td=0.0002$  с осуществляется в программном пространстве Фортран:

$$\begin{aligned} U_{cf} &= U_m \cdot U_y, Td = 0.0002, \\ U_{sa} &= \text{sign}(U_{cf}, \sin(\theta_c)), \\ \text{if}(t. \text{gt.}(Lp + \text{abs}(\sin(\theta_c))) * Td) U_{sa} &= 0,0 \\ U_{sb} &= \text{sign}(U_{cf}, \sin(\theta_c + 3.1414 * 2./3.)), \\ \text{if}(t. \text{gt.}(Lp + \text{abs}(\sin(\theta_c + 3.1414 * 2./3.))) * Td) U_{sb} &= 0,0 \\ U_{sc} &= \text{sign}(U_{cf}, \sin(\theta_c - 3.1414 * 2./3.)), \\ \text{if}(t. \text{gt.}(Lp + \text{abs}(\sin(\theta_c - 3.1414 * 2./3.))) * Td) U_{sc} &= 0,0 \\ Lp &= Lp + 1, \end{aligned}$$

где  $U_m$  – амплитудное значение напряжения синхронного двигателя;

$U_{cf}$  – мгновенное значение напряжения;

$Lp$  – номер текущего импульса преобразователя;

$\theta_c$  – фаза заданного напряжения синхронного двигателя.

Формирование ступенчатого или прямоугольного трехфазного напряжения на двигателе с использованием ШИП реализуется следующим алгоритмом:

$$\begin{aligned} U_{sa} &= \text{sign}(U_{cf}, \sin(\theta_c)); \\ U_{sb} &= \text{sign}(U_{cf}, \sin(\theta_c + 3,1414 \cdot 2./3.)); \\ U_{sc} &= \text{sign}(U_{cf}, \sin(\theta_c - 3,1414 \cdot 2./3.)), \end{aligned}$$

где  $U_{cf}=U_m$  – амплитуда выходного напряжения частотного ШИП;

$\theta_c = \omega_N t$  – фаза задающего напряжения.

Результаты моделирования приведены на рис. 4.

Алгоритм формирования трехфазного трапецеидального напряжения осуществляется в программном пространстве Фортран следующим образом.

Формирование трапеции напряжения фазы А:

если( $\theta_c$ .больше.1.046) то  $U_{sa1}=U_m$

если( $\theta_c$ .больше.2.092) то  $U_{sa1}=U_m-(\theta_c-2.092)*U_m/1.046$

если( $\theta_c$ .больше.3.141) то  $U_{sa1}=-(\theta_c-3.141)*U_m/1.046$

если( $\theta_c$ .больше.4.187) то  $U_{sa1}=-U_m$

если( $\theta_c$ .больше.5.228) то  $U_{sa1}=-U_m+(\theta_c-5.228)*U_m/1.046$

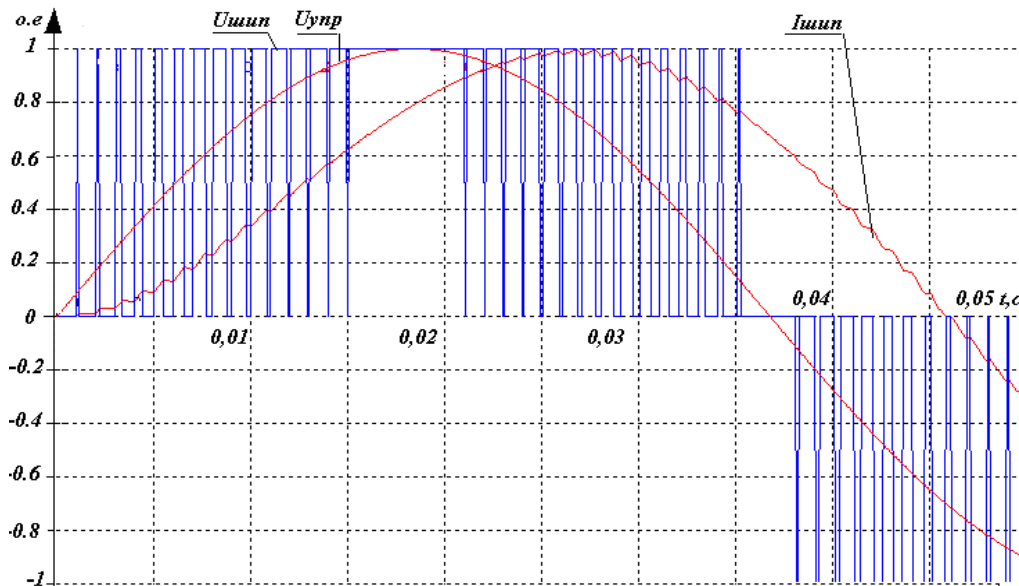


Рис. 4. Переходные процессы в цепи ШИП-R-L при формировании фазного синусоидального напряжения

Формирование трапеции напряжения фазы В:

если  $(\theta_c \text{ меньше } 1.046)$  то  $U_{sc1} = -U_m - (\theta_c) * U_m / 1.046$   
 если  $(\theta_c \text{ больше } 1.046)$  то  $U_{sc1} = -U_m + (\theta_c - 1.046) * U_m / 1.046$   
 если  $(\theta_c \text{ больше } 2.092)$  то  $U_{sc1} = (\theta_c - 2.092) * U_m / 1.046$   
 если  $(\theta_c \text{ больше } 3.141)$  то  $U_{sc1} = U_m - (\theta_c - 3.141) * U_m / 1.046$   
 если  $(\theta_c \text{ больше } 4.187)$  то  $U_{sc1} = U_m - (\theta_c - 4.187) * U_m / 1.046$   
 если  $(\theta_c \text{ больше } 5.228)$  то  $U_{sc1} = -(\theta_c - 5.228) * U_m / 1.046$

Формирование трапеции напряжения фазы С:

если  $(\theta_c \text{ le } 1.046)$  то  $U_{sb1} = U_m - (\theta_c) * U_m / 1.046$   
 если  $(\theta_c \text{ больше } 1.046)$  то  $U_{sb1} = -(\theta_c - 1.046) * U_m / 1.046$   
 если  $(\theta_c \text{ больше } 2.092)$  то  $U_{sb1} = -U_m + (\theta_c) * U_m / 1.046$   
 если  $(\theta_c \text{ больше } 3.141)$  то  $U_{sb1} = -U_m + (\theta_c - 3.141) * U_m / 1.046$   
 если  $(\theta_c \text{ больше } 4.187)$  то  $U_{sb1} = (\theta_c - 4.187) * U_m / 1.046$   
 если  $(\theta_c \text{ больше } 5.228)$  то  $U_{sb1} = U_m$

Моделирование дискретных свойств ШИП:

$U_{sa} = u_{sa1}$ ;  $U_{sb} = u_{sb1}$ ;  $U_{sc} = u_{sc1}$   
 $U_{sa} = \text{sign}(U_{cf}, u_{sa1})$ ;  
 если  $(t \text{ больше } (L_p + \text{abs}(u_{sa1})) * T_d)$  то  $U_{sa} = 0.0$   
 $U_{sb} = \text{sign}(U_{cf}, u_{sb1})$ ;  
 если  $(t \text{ больше } (L_p + \text{abs}(u_{sb1})) * T_d)$  то  $U_{sc} = 0.0$   
 $U_{sc} = \text{sign}(U_{cf}, u_{sc1})$ ; если  $(t \text{ больше } (L_p + \text{abs}(u_{sc1})) * T_d)$  то  $U_{sc} = 0.0$ .

Учет периода дискретности:

если  $(t \text{ больше } T_d * (L_p + 1))$  то  $L_p = L_p + 1$ .

Результаты моделирования приведены на рис. 5.

### Выводы

В результате моделирования получены переходные процессы в цепи ШИП-R-L при формировании фазного синусоидального и трапецеидального напряжения.

В дальнейшем модель можно использовать для оценки режимов работы ШИП с различными законами формирования выходных электрических параметров, работающего в качестве элемента пусковой системы синхронных электрических двигателей.



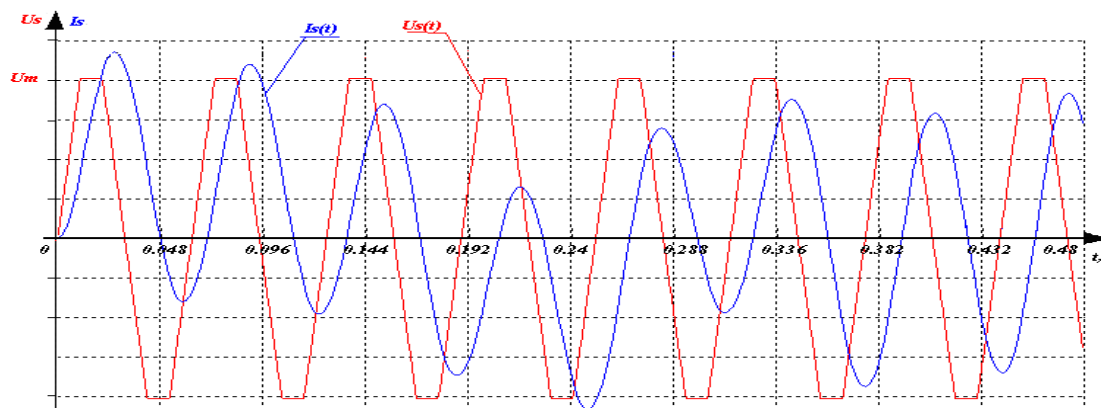


Рис. 5. Переходные процессы в цепи ШИП-R-L при формировании фазного трапецидального напряжения

#### Список использованной литературы:

1. Hioki T., Jamamoto H., Mizuno S., Jnogushi H. Thyristor Starting System for Okayoshino Power Plant - Toshiba Review, 1979, № 122, jul-aug
2. Черный А. П., Гладарь А. И., Осадчук Ю. Г., Курбанов И. Р., Вошун А. Н. Пусковые системы нерегулируемых электроприводов: Монография – Кременчуг: ЧП Щербатых А.В., 2006. – 280 с.
3. Перельмуттер М. В. Прямое управление моментом и током двигателей переменного тока. Х.: Основа, 2004. – 210 с.
4. Синчук И. О. Полупроводниковые преобразователи электрической энергии в структурах электроприводов. Схемотехника и принципы управления./ Синчук И. О., Чернышев А. А., Киба И. И., Пасько О. В., Ключка О. Е., Мельник О. Е./ Учебное пособие. Под редакцией проф. Синчука О.Н. – Кременчуг, Вид. Щербатых О.В., 2008. – 88 с.
5. Tihanyi, L. EMC in Power Electronics / L. Tihanyi. – N.Y.: IEEE Press, 1995. – 402 p.
6. L.Serrano, Iribarnegaray, “The Modern Space Vector Theory, Part I: Its Coherent Formulation and Its Advantages for Transient Analysis o Converter-Fed AC Machines”, ETEP, vol.3, no.2, March/April,1993,
7. J. Sen and N. Butterworth. Analysis and Desing of a Three-Phase PWM Converter System for Railway Traction Applications, IEE Proceedings on Electric Power Applications, Vol. 144, No. 5, 1997, P. 357–371.
8. М. В. Пронин., А. Г. Воронцов Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет). Под ред. Крутякова Е. А. – СПб.: «Электросила» 2003. – 172 с.
9. Bin Wu. High-power Converters and AC Drives // John Willey & Sons, New Jersey, 2006. – 112 p.
10. Шрейнер Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты/ Р.Т. Шрейнер// – Екатеринбург: УРО РАН. – 2000. – 654 с.
11. J. Sen and N. Butterworth. Analysis and Desing of a Three-Phase PWM Converter System for Railway Traction Applications, IEE Proceedings on Electric Power Applications, Vol. 144, No. 5, 1997, P. 357–371, .

#### References

1. Hioki T., Jamamoto H., Mizuno S., Jnogushi H. Thyristor Starting System for Okayoshino Power Plant - Toshiba Review, 1979, № 122, jul-aug
2. Chorniy A.P., Gladar A.I., Osadchuk Yu.G. Kurbanov I.R. Voshun A.N. Starting systems of the unregulated electric drives: The monograph – Kremenchug: Scherbatykh A.V., 2006. – 28 0p.
3. Perelmutter, M. V., Direct control of instance and current of alternating current motors. Kh.: “Osnova”, 2004. – 210 p.
4. Sinchuk I. O. Semiconductor converters of the electric energy in structures of the electric drives. The circuitry and principles of its management./Sinchuk I.O., Chernyshev A.A., Pas'ko O. V., Klyuchka O. E., Kyba I.I., Melnyk O.E./Manual. Under the edition by prof. Sinchuk O.M. – Kremenchug,. Shcherbatykh O. V., 2008. – 88 p.
5. Tihanyi, L. EMC in Power Electronics / L. Tihanyi. – N.Y.: IEEE Press, 1995. – 402 p.
6. L. Serrano, Iribarnegaray, “The Modern Space Vector Theory, Part I: Its Coherent Formulation and Its Advantages for Transient Analysis o Converter-Fed AC Machines”, ETEP, vol.3, no.2, March/April,1993,
7. J. Sen and N. Butterworth. Analysis and Desing of a Three-Phase PWM Converter System for Railway Traction Applications, IEE Proceedings on Electric Power Applications, Vol. 144, No. 5, 1997, P. 357–371.
8. Pronin, M. V., Vorontsov, A. G. Fully controlled power semiconductor converters (modeling and designing). Edited by Krutyakova, Ye. A. – SPb.: “Elektrosila” 2003. – 172 p.
9. Bin Wu. High-power Converters and AC Drives // John Willey & Sons, New Jersey, 2006. – 112 p.
10. Shreyner R. T. Mathematical modeling of the alternating current electric drives with frequency semiconductor converter /R. T. Shreyner//– Yekaterinburg: URO RAN. – 2000 . – 654 p.
11. J. Sen and N. Butterworth. Analysis and Desing of a Three-Phase PWM Converter System for Railway Traction Applications, IEE Proceedings on Electric Power Applications, Vol. 144, No. 5, 1997, P. 357-371.

Поступила в редакцию 20.07 2014 г.