



**Hennadii V. Pavlov**  
Павлов  
Геннадий  
Викторович

УДК 621.314  
П12

## ELECTROMAGNETIC PROCESSES AND PARAMETERS OF THE STORAGE ELEMENTS IN THE RESONANT INVERTER WITH NONLINEAR CONTROL

**ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПРОЦЕССЫ И ПАРАМЕТРЫ НАКОПИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В РЕЗОНАНСНОМ ИНВЕРТОРЕ С НЕЛИНЕЙНЫМ РЕГУЛИРОВАНИЕМ**

DOI 10.15589/SMI. 2015.02.02

**Hennadii V. Pavlov** Г. В. Павлов, д-р. техн. наук, проф.  
gennadiy.pavlov@nuos.edu.ua  
ORC ID: 0000-0002-4937-1828

**Andrii V. Obrubov** А. В. Обрубов, канд. техн. наук, доц.  
andrii.obrubov@nuos.edu.ua  
ORC ID: 0000-0001-9667-1703

**Iryna L. Vynnychenko** И. Л. Винниченко, асп.  
nil\_sound@mail.ru  
ORC ID: 0000-0002-3768-1060

*Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Nikolaev*

*Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова, г. Николаев*



**Andrii V. Obrubov**  
Обрубов  
Андрей  
Валерьевич

**Abstract.** The analysis of electromagnetic processes in a resonant inverter of the frequency converter with the modulation of the output voltage using high-frequency quasisinusoidal pulses has been conducted. The aim is to study the electrodynamics of the resonant inverter with nonlinear control and to derive the mathematical relationships for determination of the parameters of the storage elements of the converter. Using mathematical modeling and simulation, the processes in the power section of the converter were analyzed. The analytical time characteristics of the currents through the keys and the voltage at the resonant capacitor were received considering the energy losses in the circuit. The THD of the current (2.58%) and voltage (2.78%) of the resonant elements of the inverter were calculated. A simplified description of the resonant voltage waveform was obtained. The relationship between the load voltage and the pulse frequency of the resonant capacitance voltage and the control characteristic were set. Energy relationships between the load and the storage elements of the resonant converter were obtained. The parameters of the storage elements which ensure the effective operation of the converter were determined. The research results can be applied to the design of the highly efficient secondary power sources with high electromagnetic compatibility. The simulation results confirmed the adequacy of the relationships. The low THD of the key current and resonant voltage allows using this solution for reducing the level of the high-frequency electromagnetic and conductive interference. It allows using the fundamental harmonic method for analysis of the processes in the frequency converters based on resonant inverters.

**Keywords:** frequency converter; resonant inverter; control characteristics; energy balance.

**Анотація.** З'ясовано переваги використання резонансних інверторів з нелінійним регулюванням у перетворювачах частоти. Проведено аналіз електромагнітних процесів у перетворювачі при модуляції високочастотних імпульсів квазісинусоїдальної форми й отримано їхні регульовальні характеристики. Визначено енергетичні співвідношення між навантаженням і накопичувальними елементами перетворювача, які необхідні для знаходження їхніх параметрів.

**Ключові слова:** перетворювач частоти; резонансний інвертор; регульовальні характеристики; енергетичний баланс.

**Аннотация.** Выявлены преимущества использования резонансных инверторов с нелинейным регулированием в преобразователях частоты. Проведен анализ электромагнитных процессов в преобразователе при модуляции высокочастотных импульсов квазисинусоидальной формы и получены их регулировочные характеристики. Определены энергетические соотношения между нагрузкой и накопительными элементами преобразователя, необходимые для нахождения их параметров.



**Iryna L. Vynnychenko**  
Винниченко  
Ирина  
Леонидовна

**Ключевые слова:** преобразователь частоты; резонансный инвертор; регулировочная характеристика; энергетический баланс.

## References

- [1] Braun M. *Istochniki pitaniya. Raschet i konstruirovaniye* [Power sources. Calculation and design]. Kyiv, «МК-Press» Publ., 2007. 288 p.
- [2] Zinovev G.S. *Elektromagnitnaya sovmestimost ustroystv silovoy elektroniki (elektroenergeticheskiy aspekt)* [Electromagnetic compatibility of power electronics devices (the electric power aspect)]. Novosibirsk, NGTU Publ., 1998. 91 p.
- [3] Meleshin V.I. *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika* [Transistor converter devices]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2005. 632 p.
- [4] Pavlov H.V., Obrubov A.V., Nikitina O.V., Pokrovskiy M.V. *Mikroprotsesorni systemy upravlinnia rezonansnymy peretvoriuvachamy postiinoi napruhy* [Microprocessor control systems of the DC/DC resonant converters]. Mykolaiv, NUS Publ, 2010. 156 p.
- [5] Pavlov H.V., Obrubov A.V., Nikitina O.V., Pokrovskiy M.V. *Peretvoriuvachi postiinoi napruhy na osnovi rezonansnykh invertoriv* [DC/DC converters based on resonant inverters]. Mykolaiv, NUS Publ., 2013. 372 p.
- [6] Rashid M.H. *Power Electronics Handbook (Second Edition)*. Devices, Circuits, and Applications. Elsevier Inc, 2007. 837 p.
- [7] Steigerwald R.I. *A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies*. IEEE APEC, 1987. pp. 135–144.
- [8] Wang Chien-Ming, Hsich Guan-Chyun. A Series-Resonant DC/AC Inverter for Impedance-Load Drives. *IEEE Transactions on power electronics*, 2001, vol. 16, issue 3, pp. 325–334.

**Problem statement.** When designing pulse converters of alternating voltage and current with variable frequency, requirements for the coefficient of efficiency and the output voltage quality are quite important. In such frequency converters, low-frequency sinusoidal oscillations of the output values are provided by the pulse modulation of the high-frequency voltage of the inverter [1–3, 7]. However, significant switching losses occur in the keys at that process. Besides, the deviations from the sinusoidal form of the low-frequency oscillations give rise to harmonic components of higher frequencies in their spectrum, which in turn are a source of electromagnetic interference and cause energy losses as well. Application of resonant circuits and switching of the keys at zero current and voltage will help reduce energy losses and electromagnetic interference generated by the converter [4, 5]. In the suggested paper, it is reasonable to study the electromagnetic processes in the converter which integrates the pulse modulation principle and the benefits of switching at zeros of current and voltage that enable reducing dynamic losses and electromagnetic interference.

**Latest research and publications analysis.** The use of resonant oscillations in the process of transformation of electric power will significantly reduce switching losses by switching the power key elements at zero current and voltage levels [4]. Power converters implementing resonant phenomena are characterized with high speed and reliability, improved conditions of electromagnetic compatibility and mass-dimensional properties [5]. Traditional methods for controlling the alternating low-frequency output voltage (pulse modulation methods) allow

**Постановка проблемы.** При проектировании импульсных преобразователей переменного напряжения и тока с регулируемой частотой важными являются требования к коэффициенту полезного действия и качеству выходного напряжения. В таких преобразователях частоты низкочастотные синусоидальные колебания выходных величин обеспечиваются путем импульсной модуляции высокочастотного напряжения инвертора [1–3, 7]. Однако при этом возникают существенные коммутационные потери в ключах. Кроме того, отклонения от синусоидальной формы низкочастотных колебаний приводят к появлению в их спектре гармонических составляющих высших частот, которые, в свою очередь, также есть источником электромагнитных помех и причиной потерь энергии. Применение резонансных схем и коммутации ключей в нуле тока и напряжения поможет снизить потери энергии и генерируемые преобразователем электромагнитные помехи [4, 5]. В предложенной работе целесообразно исследовать электромагнитные процессы в преобразователе, который объединяет принцип импульсной модуляции и преимущества переключений в нулях напряжения и тока, позволяющих снизить динамические потери и электромагнитные помехи.

**Анализ последних исследований и публикаций.** Использование резонансных колебаний в процессе преобразования электроэнергии значительно снизит коммутационные потери за счет переключения силовых ключевых элементов при нулевых уровнях тока и напряжения [4]. Преобразователи электроэнергии, которые используют резонансные явления, характеризуются высоким быстродействием и надежностью, улучшенными условиями электромагнитной совме-

obtaining the required form of the output voltage; yet, they contribute to the converter generating high-frequency electromagnetic interference of a broad spectrum [6]. Therefore, combining the pulse modulation principles and using resonant oscillations in the process of energy conversion will help develop a converter free of the disadvantages of traditional secondary power sources.

**THE ARTICLE AIM** is the study of electrodynamicics of the resonant inverter with nonlinear control, as well as obtaining mathematical dependences on the basis of the energy balance analysis for determining the parameters of the storage elements of the converter.

**Basic material.** The resonant inverter with non-linear control (RINC) transforms direct-current voltage to alternating-current voltage and provides the set form of the low-frequency output voltage. The output sinusoidal voltage is formed with the help of the output filter from the modulated high-frequency quasi-sinusoidal voltage pulses in the capacitive storage element of the resonant circuit. The load voltage value is adjusted with the use of the frequency method. The converter diagram is shown in Fig. 1.

The resonant inverter can be represented as a union of two circuits of single-step resonant converters (Fig. 2, *a, b*) and the  $VT_3$  and  $VT_4$  additional transistors, which are series-connected to the  $VD_1$  and  $VD_2$  diodes. Each circuit works with its own voltage polarity. As a result, high-frequency pulses of various polarities are formed; they are then leveled, and the low-frequency alternating load voltage  $U_q$  is thus obtained [8].

The initial diagram of the single-step resonant converter with switching at zero current in Fig. 2, *a* [3, 6] contains a  $VT$  transistor key with the  $L_r C_r$ -circuit forming a sinusoidal  $u_{cr}$  pulse when the transistor turns on. If the transistor stays open for a time longer than the period of the resonant oscillations half-wave and turns off during the negative  $i_r$  current, the transistor switching occurs at zero current. At that, the resonant current amplitude

стимости и массогабаритными показателями [5]. Традиционные способы регулирования выходного низкочастотного переменного напряжения (способы импульсной модуляции) дают возможность получить требуемую форму выходного напряжения, однако способствуют генерированию преобразователем высокочастотных электромагнитных помех широкого спектра [6]. Таким образом, объединение принципов импульсной модуляции и использования резонансных колебаний в процессе преобразования энергии позволит разработать преобразователь, лишенный недостатков традиционных вторичных источников электропитания.

**ЦЕЛЬ РАБОТЫ** — исследование электродинамики резонансного инвертора с нелинейным регулированием; получение на основе анализа энергетического баланса математических зависимостей для определения параметров накопительных элементов преобразователя.

**Изложение основного материала.** Резонансный инвертор с нелинейным регулированием (РИНР) трансформирует напряжение постоянного тока в переменное и обеспечивает заданную форму выходного напряжения низкой частоты. Выходное синусоидальное напряжение образуется при помощи выходного фильтра из модулированных высокочастотных квазисинусоидальных импульсов напряжения на емкостном накопителе резонансного контура. Регулировка величины напряжения нагрузки осуществляется частотным способом. Схема преобразователя показана на рис. 1.

Резонансный инвертор может быть представлен в виде объединения двух схем однотактных резонансных преобразователей (рис. 2, *a, б*) и дополнительных транзисторов  $VT_3$  и  $VT_4$ , включенных последовательно с диодами  $VD_1$  и  $VD_2$ . Каждая схема работает при своей полярности напряжения. В результате формируются высокочастотные импульсы с различной полярностью, которые сглаживаются, и получается низкочастотное переменное напряжение на нагрузке  $U_q$  [8].

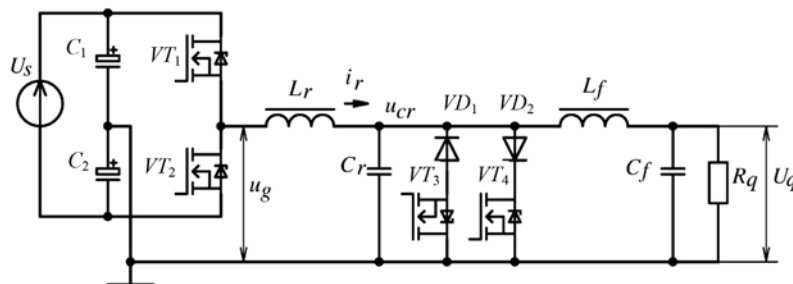


Fig. 1. Diagram of the RINC power section:

Рис. 1. Схема силовой части РИНР:

$U_s$  is the power source voltage / напряжение источника питания,  $C_1, C_2$  are the electrolytic capacitors of the capacitive divider / электролитические конденсаторы емкостного делителя,  $VT_1, VT_2$  are the inverter transistors / транзисторы инвертора,  $u_g$  is the inverter pulse voltage / напряжение импульсов инвертора,  $i_r$  is the resonant current / резонансный ток,  $L_r, C_r$  are the resonant inductance and capacitance / резонансные индуктивность и емкость,  $u_{cr}$  is the voltage at the resonant capacitance / напряжение на резонансной емкости,  $VT_3, VT_4$  are the transistors switching the  $VD_1$  and  $VD_2$  diodes / транзисторы, коммутирующие диоды  $VD_1$  и  $VD_2$ ,  $L_f, C_f$  are the storage inductive and capacitive elements of the output filter / накопительные индуктивный и емкостной элемент выходного фильтра,  $R_q$  is the load resistance / сопротивление нагрузки,  $U_q$  is the load voltage / напряжение нагрузки

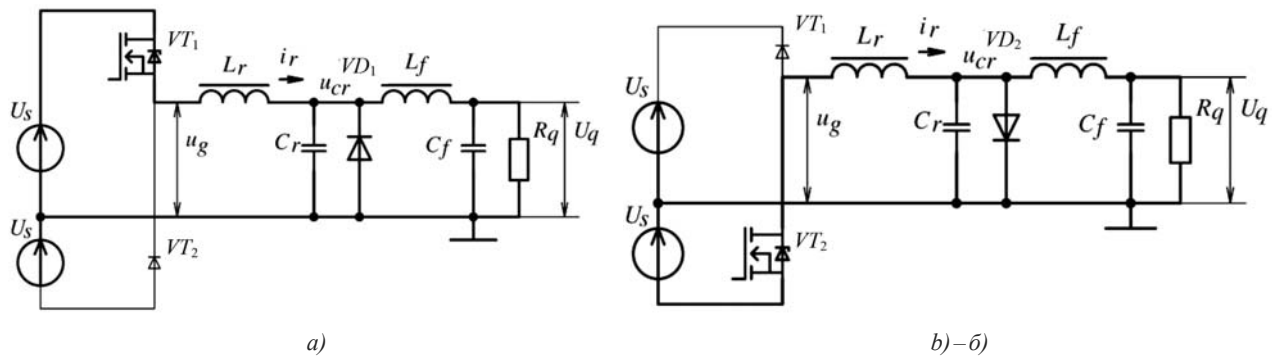


Fig. 2. Diagrams of the single-step resonant converter:

Рис. 2. Схемы однотактного резонансного преобразователя:

*a* — at the positive half-wave / при положительной полуволне; *b)–б)* — at the negative half-wave / при отрицательной полуволне

should be greater than the filter inductance current  $L_f$ ;  $I_a > i_L$ . Otherwise, the transistor turns off under the current. The  $L_r$ ,  $C_f$  filter levels the voltage pulse series at the  $C_r$  resonant capacitance and the  $R_q$  load; the  $U_q$  constant voltage with smaller pulses is formed, and its value corresponds to that of the cycle-average resonant pulse at the capacitance.

The circuit in Fig. 2, *b* works similarly to the previous one, but at the negative polarity of the power supply and load voltages. Adjustment of the load voltage value is performed using the frequency method. By appropriately changing the control signal which acts on the transformation frequency, the required trajectory of the output voltage change can be formed, for example, as a sinusoidal wave. Upon that, it is understood that the rate of change of the load voltage is relatively small, for it is limited by the properties of the low-frequency output filter.

Therefore, the RINC generates the low-frequency alternating voltage with the modulation of the high-frequency resonant pulses with alternating polarity. It operates as a two-step inverter at low frequency and as a single-step resonant converter (Fig. 2) with switching at zero current [3, 6] at high frequency in the permanent pulse polarity intervals.

Processes during the RINC working cycle can be divided into the five  $t_1-t_5$  stages, during which five equivalent circuits represented in Fig. 3 are operating. Depending on the output values, some of these stages disappear. If the  $I_q$  load current is equal to zero, the first and the fourth stages are absent (the  $t_1$ ,  $t_4$  intervals approach zero). When the filtering inductance current is continuous, the fifth stage is absent ( $t_5 = 0$ ). The sequence of the stages (the  $t_1-t_5$  time intervals) is always the same during the cycle.

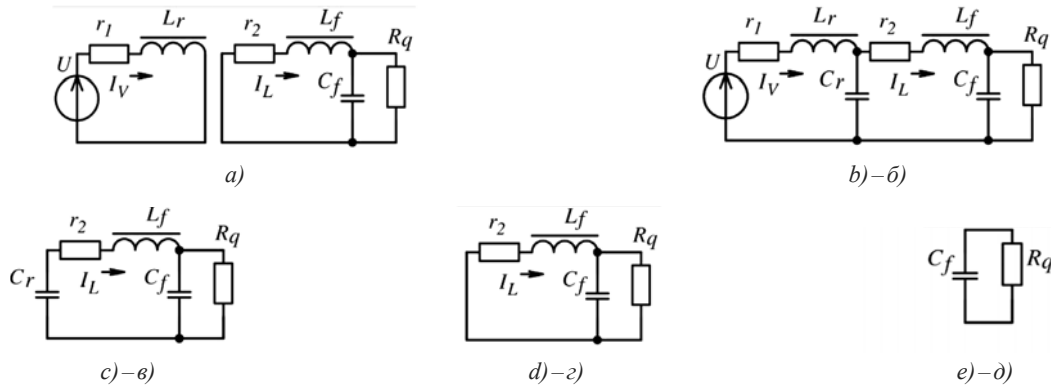
The resonant inverter operates as follows. On the  $t_1$  time interval (Fig. 3, *a*), the  $VT_1$  transistor turns on, the  $L_r$  resonant inductance accumulates energy from the power source, the  $i_v$  transistor current increases linearly up to the value of the  $i_L$  filtering inductance current, the  $VD_1$  diode opens up, the  $L_f$  filtering inductance gives its energy to the load circuit.

Исходная схема однотактного резонансного преобразователя с коммутацией в нуле тока на рис. 2, *a* [3, 6] содержит транзисторный ключ  $VT$  с резонансной  $L_r C_r$ -цепью, формирующей синусоидальный импульс  $u_{cr}$  при включении транзистора. Если транзистор остается в открытом состоянии дольше длительности полуволны резонансных колебаний и выключается в течение отрицательного тока  $i_r$ , то коммутация транзистора происходит при нулевом токе. При этом амплитуда резонансного тока должна быть больше тока фильтрующей индуктивности  $L_f$ ;  $I_a > i_L$ . В противном случае транзистор будет выключаться под током. Фильтр  $L_r C_f$  сглаживает последовательность импульсов напряжения на резонансной емкости  $C_r$  и на нагрузке  $R_q$  образуется постоянное напряжение  $U_q$  с малыми пульсациями, по величине соответствующее среднему за цикл напряжению резонансных импульсов на емкости.

Схема на рис. 2, *б* работает аналогично предыдущей, но при отрицательной полярности напряжений питания и нагрузки. Регулировка величины напряжения нагрузки осуществляется частотным способом. При соответствующем изменении регулирующего сигнала, воздействующего на частоту преобразования, можно формировать заданную траекторию изменения выходного напряжения, например, синусоидальную волну. При этом понятно, что скорость изменения напряжения нагрузки будет сравнительно небольшой, ограниченной свойствами низкочастотного выходного фильтра.

Таким образом, РИНР генерирует низкочастотное переменное напряжение способом модуляции высокочастотных резонансных импульсов с переменной полярностью. Для низкой частоты он работает как двухтактный инвертор, на высокой частоте в промежутках неизменной полярности импульсов — как однотактный резонансный преобразователь (рис. 2) с переключением в нуле тока [3, 6].

Процессы на протяжении цикла работы РИНР можно разделить на пять этапов  $t_1-t_5$ , в течение которых действуют пять эквивалентных схем, представленных на рис. 3. В зависимости от выходных величин некоторые из этих этапов исчезают. Если ток нагрузки  $I_q$  нулевой, отсутствуют первый и чет-



**Fig. 3.** Equivalent RINC circuits operating successively during the transformation cycle in the time intervals:  
**Рис. 3.** Эквивалентные схемы РИНР, действующие поочередно в течение цикла преобразования в промежутках времени:  
 a) –  $t_1$ ; b)–б) –  $t_2$ ; c)–в) –  $t_3$ ; d)–г) –  $t_4$ ; e)–д) –  $t_5$

At the  $t_2$  stage (Fig. 3, b), the  $VT_1$  transistor is turned on, the  $i_v$  transistor current has exceeded the  $i_L$  current and alternates sinusoidally, the resonant  $L_r C_r$ -circuit operates, the  $i_v$  current amplitude should exceed the load current  $I_a > I_g$ . The  $i_v - i_L$  current charges the  $C_r$  capacitor up to the value of the voltage twice greater than that of the input voltage. Then, the  $C_r$  capacitor discharges through the  $L_r$  and  $L_f$  inductances at the positive direction of the  $i_v$  current, which continues to decrease sinusoidally and changes its sign. Afterwards, the bypass diode opens, and the  $VT_1$  transistor voltage approaches zero. Meanwhile, the transistor is turned off with virtually no switching losses.

During the  $t_3$  time interval (Fig. 3, c) with the  $VT_1$  transistor being turned off and the current being equal to zero, the  $C_r$  resonant capacitance discharges with the  $i_L$  current of the  $L_f$  filtering inductance through the bypass diode, and the voltage at the resonant capacitance decreases linearly.

The  $t_4$  stage begins at the full discharge of the  $C_r$  capacitance (Fig. 3, d). The  $VD_1$  diode opens up, the  $i_L$  current of the filtering inductance decreases linearly, and the energy is transmitted to the load circuit.

If the  $i_L$  current of the filtering inductance decreases to zero ( $t_5$ , Fig 3, e), the  $VD_1$  diode shuts down and the  $R_q$  load is powered by the filtering capacitance.

The current through  $L_r$  on the  $t_1$  interval increases linearly up to the value of the average  $I_q$  load current:

$$i_v(t) = \frac{1}{L_r} \int_0^{t_1} u_s(t) dt \approx \frac{U_s}{L_r} t. \quad (1)$$

Then it alternates sinusoidally during  $t_2$ . Here, the transistor current is equal to the resonant current  $i_v = i_r$ , and the constant pulse displacement is equal to the  $I_q$  load current.

$$i_v(t) = I_q + \frac{U_s \omega_0}{\rho \omega_1} e^{-\lambda t} \sin(\omega_1 t), \quad (2)$$

where  $L_r$ ,  $C_r$  are the resonant inductance and capacitance,  $r_1$  is the active resistance of the resonant circuit,  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_r C_r}$  is the resonant frequency,

вертый этапы (отрезки  $t_1$ ,  $t_4$  стремятся к нулю), и когда ток фильтрующей индуктивности непрерывный, отсутствует пятый этап ( $t_5 = 0$ ). Очередность этапов (промежутков времени  $t_1 - t_5$ ) в течение цикла всегда одинакова.

Резонансный инвертор работает следующим образом. На временном промежутке  $t_1$  (рис. 3, a) включается транзистор  $VT_1$ , резонансная индуктивность  $L_r$  накапливает энергию от источника питания, ток транзистора  $i_v$  нарастает линейно до значения тока фильтрующей индуктивности  $i_L$ , открыт диод  $VD_1$ , фильтрующая индуктивность  $L_f$  отдает энергию в цепь нагрузки.

На этапе  $t_2$  (рис. 3, б) транзистор  $VT_1$  включен, ток транзистора  $i_v$  стал больше тока  $i_L$  и меняется по закону синуса, работает резонансный  $L_r C_r$ -контур, амплитуда тока  $i_v$  должна быть больше тока нагрузки  $I_a > I_g$ . Ток  $i_v - i_L$  заряжает конденсатор  $C_r$  до напряжения вдвое больше входного. Затем конденсатор  $C_r$  разряжается через индуктивности  $L_r$  и  $L_f$  при положительном направлении тока  $i_v$ , который продолжает уменьшаться по синусоидальному закону и меняет знак. После открывается шунтирующий диод, напряжение на транзисторе  $VT_1$  становится близким к нулю. В это время транзистор отключают практически без коммутационных потерь.

В течение временного промежутка  $t_3$  (рис. 3, в) при отключенном транзисторе  $VT_1$  и нулевом токе через шунтирующий диод резонансная емкость  $C_r$  разряжается током  $i_L$  фильтрующей индуктивности  $L_f$  напряжение на резонансной емкости линейно снижается.

При полном разряде емкости  $C_r$  начинается этап  $t_4$  (рис. 3, г). Открывается диод  $VD_1$  и ток  $i_L$  фильтрующей индуктивности линейно уменьшается, энергия передается в цепь нагрузки.

Если ток  $i_L$  фильтрующей индуктивности снизился до нуля ( $t_5$ , рис. 3, д), диод  $VD_1$  закрывается и нагрузка  $R_q$  питается от фильтрующей емкости.

Ток через  $L_r$  на промежутке  $t_1$  линейно нарастает до значения среднего тока нагрузки  $I_q$ :

$$i_v(t) = \frac{1}{L_r} \int_0^{t_1} u_s(t) dt \approx \frac{U_s}{L_r} t. \quad (1)$$

$\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - 1/4Q^2}$  is the frequency of free oscillations in the circuit,  $\rho = \sqrt{L_r/C_r}$  is the wave-pattern resistance;  $Q = \rho/r_1$  is the resonant circuit quality factor,  $\lambda = r_1/2L_r = \omega_0/2Q$  is the damping factor,  $\varphi = \arctg(\sqrt{4Q^2 - 1})$ .

The voltage pulse at the resonant capacitance follows the cosine law on the  $t_2$  interval:

$$u_{cr}(t) = U_s - \frac{U_s \omega_0}{\omega_1} e^{-\lambda t} \sin(\omega_1 t + \varphi) \approx, \\ \approx U_s (1 - e^{-\lambda t} \cos(\omega_1 t)), \quad (3)$$

where  $U_s$  is the constant supply voltage,  $\varphi_2 = 2\pi - \omega_1 t_2 = \arcsin(e^{\lambda t_2} \rho I_q / U_s)$  is the inclination angle of the vector of the amplitude at the end of the current pulse.

On the rest of the intervals, the resonant current and voltage at the capacitance are equal to zero, except for the  $t_5$  interval, when the voltage at the capacitance approaches the load voltage.

On the  $t_3$  interval, the voltage at the resonant capacitance decreases linearly down to zero.

$$u_{cr3}(t) = U_s (1 - e^{-\lambda t_2} \cos(\varphi_2)) - \frac{I_q}{C_r} t. \quad (4)$$

Timing diagrams of the processes of steady run of the frequency converter in Fig. 4 show that the initial and final conditions for the resonant circuit pulses are equal to zero. They also reflect the nature of the resonant current and voltage change over the  $t_1 - t_5$  time stages.

The RINC simulation model in Fig. 5 corresponds to the circuit of Fig. 1 and is developed in the *LTSpice* system. The model demonstrates operation of the resonant inverter with non-linear control at the generation of the alternating output voltage of the form close to a sine wave. In the process of modeling, resonant and non-resonant modes of the circuit operation were compared in Fig. 1 at different ways of the  $VT_1$  and  $VT_2$  keys switching, namely, when switching the keys at zero current in the resonant mode and when hard-switching transistors in the non-resonant mode at the pulse-frequency modulation.

In both the simulation modes, the control system was optimally adjusted to forming the same output voltages at the equal load resistances. Other external conditions of the circuit operation in these modes were kept identical.

In the resonant operation mode, the model is turned on as shown in Fig. 5. A frequency-controlled pulse packet is supplied successively to each half-bridge key during the first step of the RINC two-step conversion, and «0» is supplied during a subsequent step. According to Fig. 2, the additional  $VT_3$  and  $VT_4$  transistors are successively turned on during the first step of conversion, and turned off during the subsequent step. In the non-resonant mode, the  $L_2$  and  $C_4$  elements are excluded from the model circuit.

Distribution diagrams of the processes in the RINC main circuit in Fig. 6, a–c were obtained at the active

Затем в течение  $t_2$  меняется по закону синуса. Здесь ток транзистора равен резонансному  $i_v = i_r$ , а постоянное смещение импульса — току нагрузки  $I_q$ .

$$i_v(t) = I_q + \frac{U_s \omega_0}{\rho \omega_1} e^{-\lambda t} \sin(\omega_1 t), \quad (2)$$

где  $L_r$ ,  $C_r$  — резонансные индуктивность и емкость,  $r_1$  — активное сопротивление резонансного контура,  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_r C_r}$  — резонансная частота,  $\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - 1/4Q^2}$  — частота свободных колебаний в контуре,  $\rho = \sqrt{L_r/C_r}$  — волновое сопротивление;  $Q = \rho/r_1$  — добротность резонансного контура,  $\lambda = r_1/2L_r = \omega_0/2Q$  — фактор затухания,  $\varphi = \arctg(\sqrt{4Q^2 - 1})$ .

Импульс напряжения на резонансной емкости подчиняется закону косинуса на промежутке  $t_2$ :

$$u_{cr}(t) = U_s - \frac{U_s \omega_0}{\omega_1} e^{-\lambda t} \sin(\omega_1 t + \varphi) \approx, \\ \approx U_s (1 - e^{-\lambda t} \cos(\omega_1 t)), \quad (3)$$

где  $U_s$  — постоянное напряжение питания,  $\varphi_2 = 2\pi - \omega_1 t_2 = \arcsin(e^{\lambda t_2} \rho I_q / U_s)$  — угол наклона вектора амплитуды в конце импульса тока.

На остальных промежутках резонансный ток и напряжение на емкости равны нулю, за исключением промежутка  $t_5$ , когда напряжение на емкости приближается к напряжению нагрузки.

На промежутке  $t_3$  напряжение на резонансной емкости линейно уменьшается до нуля.

$$u_{cr3}(t) = U_s (1 - e^{-\lambda t_2} \cos(\varphi_2)) - \frac{I_q}{C_r} t. \quad (4)$$

Временные диаграммы процессов стационарного режима преобразователя частоты на рис. 4 показывают, что начальные и конечные условия для импульсов резонансного контура нулевые. Они также отражают характер изменения резонансных тока и напряжения на протяжении временных этапов  $t_1 - t_5$ .

Имитационная модель РИНР на рис. 5 соответствует схеме на рис. 1 и построена в системе *LTSpice*. Модель демонстрирует работу резонансного инвертора с нелинейным регулированием при генерации переменного выходного напряжения с формой, близкой к синусоидальной. В процессе моделирования сравнивались резонансный и нерезонансный режимы работы схемы на рис. 1 при разных способах коммутации ключей  $VT_1$  и  $VT_2$ , а именно при коммутации ключей в нуле тока в резонансном режиме и жесткой коммутации транзисторов в нерезонансном режиме при частотно-импульсной модуляции.

В обоих режимах моделирования система управления оптимально настраивалась на формирование одинаковых выходных напряжений на равных сопротивлениях нагрузки. Прочие внешние условия работы схемы в данных режимах поддерживались одинаковыми.

В резонансном режиме работы модель запускается в таком виде, как изображено на рис. 5. На каждый ключ полумоста поочередно подается пакет частот-

load and the following conditions: the supply voltage  $U_s$  is equal to 310 V, the load voltage  $U_{qm}$  is equal to 63 V, the load resistance  $R_q$  is equal to 100 Ohm, the resonant element  $L_r$  is equal to 255  $\mu$ H, and  $C_r$  is equal to 0.4  $\mu$ F.

Application of the resonant circuit substantially reduces the amplitudes of higher harmonics in the processes of the RINC main circuit. Compared to the non-resonant circuit, it may well make a considerable contribution to the reduction of electromagnetic interference and energy losses. This assumption was proved by simulation and Fourier analysis of the frequency-controlled resonant voltage and current pulses of the inverter. According to the modeling results, the total harmonic distortion of the voltage at the input of the low-frequency filter and that of the current of the keys of the resonant inverter and the

но регулируемых импульсов в течение первого такта преобразования двухтактного РИНР и «0» — во время последующего такта. В соответствии с рис. 2 дополнительные транзисторы  $VT_3$  и  $VT_4$  поочередно включены в течение первого такта преобразования и выключены на протяжении следующего такта. В нерезонансном режиме из схемы модели исключаются элементы  $L_2$  и  $C_4$ .

Эпюры процессов в силовой схеме РИНР на рис. 6, а–в, получены при активной нагрузке и следующих ниже условиях. Напряжение питания  $U_s = 310$  В, амплитуда напряжения нагрузки  $U_{qm} = 63$  В, сопротивление нагрузки  $R_q = 100$  Ом, резонансные элементы  $L_r = 255$  мкГн,  $C_r = 0,4$  мкФ.

Применение резонансного контура существенно снижает амплитуды высших гармоник в процессах силовой схемы РИНР. По сравнению с нерезонансной схемой это должно внести существенный вклад в снижение электромагнитных помех и потерь энергии. Данное предположение проверено с помощью моделирования и проведения Фурье-анализа частотно-регулируемых резонансных импульсов тока и напряжения инвертора. По результатам моделирования рассчитаны коэффициенты искажения синусоидальности кривых напряжения на входе низкочастотного фильтра и тока ключей резонансного инвертора и инвертора с традиционной частотно-импульсной модуляцией.

Коэффициент искажения синусоидальности кривой (коэффициент гармоник) напряжения и тока вычислены по формулам:

$$K_u = \frac{\sqrt{U_{(2)}^2 + U_{(3)}^2 + \dots + U_{(20)}^2}}{U_{(1)}}$$

$$K_i = \frac{\sqrt{I_{(2)}^2 + I_{(3)}^2 + \dots + I_{(20)}^2}}{I_{(1)}}$$

Для нерезонансного инвертора  $K_u = 77,53\%$ ,  $K_i = 81,93\%$ . Для РИНР значения коэффициентов гармоник следующие:  $K_u = 2,58\%$ ,  $K_i = 2,78\%$ . Низкий коэффициент гармоник импульсов тока в контуре инвертора позволит рассматривать эти импульсы как квазисинусоидальные и представить их уравнением синусоидальной функции с начальной фазой,

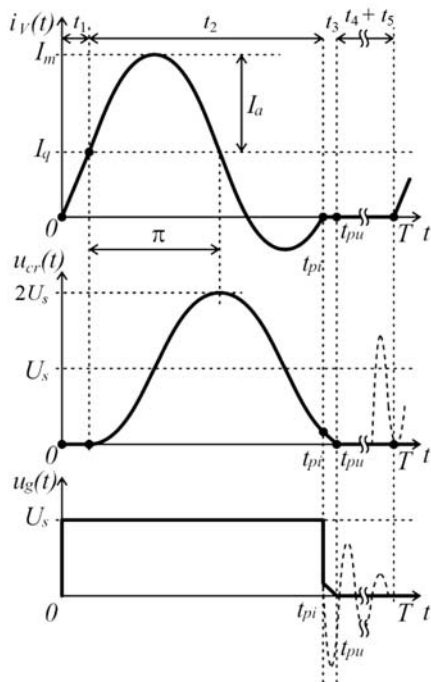


Fig. 4. Timing diagrams of the RINC operation cycle:

Рис. 4. Временные диаграммы цикла работы РИНР:

$t_{pi}$  is the time of the current pulse / время импульса тока;  
 $t_{pu}$  is the time of the  $u_g$  voltage pulse / время импульса напряжения  $u_g$

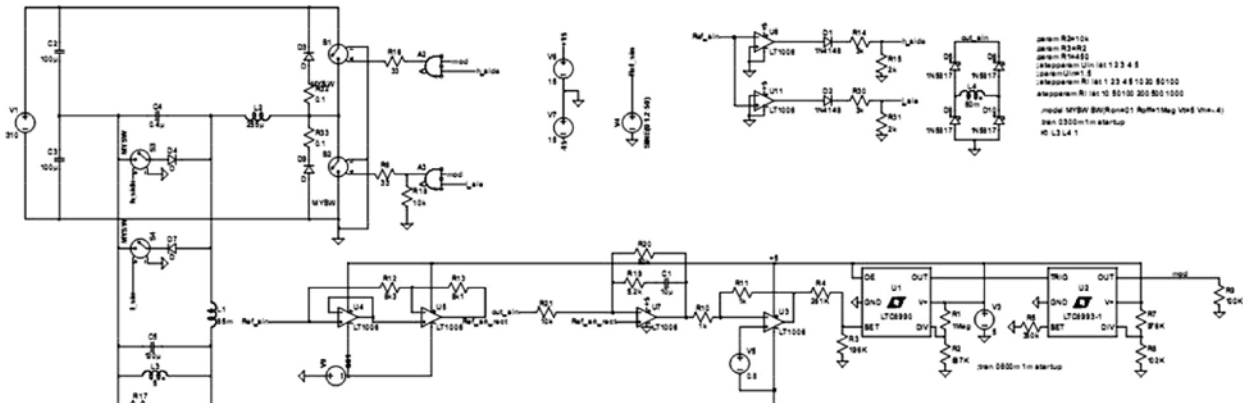


Fig. 5. Diagram of the RINC simulation model

Рис. 5. Схема имитационной модели РИНР

conventional frequency-pulse modulation inverter were calculated.

The total harmonic distortion (the harmonic coefficient) of the voltage and current were calculated using the following formulas:

$$K_u = \frac{\sqrt{U_{(2)}^2 + U_{(3)}^2 + \dots + U_{(20)}^2}}{U_{(1)}};$$

$$K_i = \frac{\sqrt{I_{(2)}^2 + I_{(3)}^2 + \dots + I_{(20)}^2}}{I_{(1)}};$$

For the non-resonant inverter,  $K_u$  is equal to 77.53%, and  $K_i$  is equal to 81.93%. For the RINC, the values of the harmonic coefficients are the following:  $K_u = 2.58\%$ ,  $K_i = 2.78\%$ . Low harmonic coefficient of current pulses in the inverter circuit allows considering these pulses as quasi-sinusoidal and representing them as an equation of a sinusoidal function with the initial phase determined by the phase of the output current. It also enables using the fundamental harmonic method when analyzing the processes in the RINC. A simplified mathematical description of the form of the resonant pulses gives an opportunity to calculate the functionals required for the formation of the control characteristic. This will help form the control characteristic analytically and will provide the determination of the boundaries of its applicability based on the calculation of the energy balance in the converter.

Based on the fact that the harmonic coefficient of the voltage pulses at the inverter resonant capacitance is very low, at the construction of the RINC control characteristic we assume that during the  $T_r$  pulse time the voltage varies in a cosine wave which is shifted about the x-axis by the magnitude of the input voltage and starts at the point corresponding to its maximum with a minus. Therefore, the form of the resonant voltage pulse can be represented by the following expression:

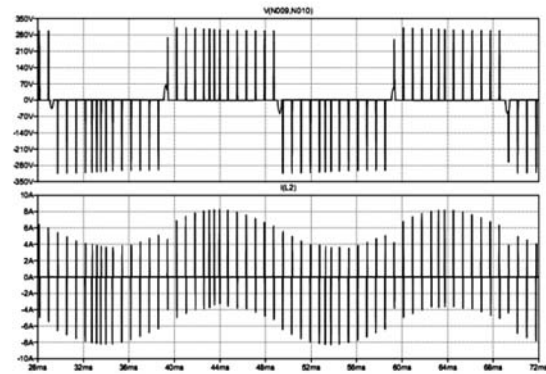
$$u_{Cr}(t) \approx U_s(1 - \cos(\omega_r t)),$$

where  $\omega_r$  is the resonant frequency,  $U_s$  is the constant supply voltage.

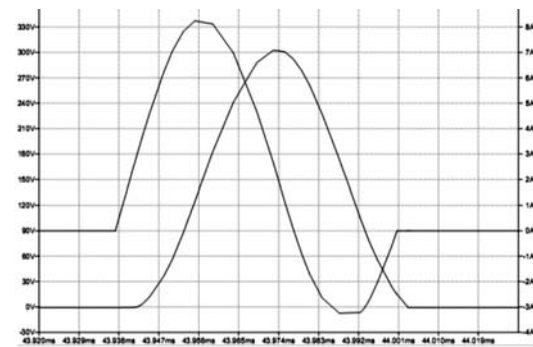
The average value of the voltage at the resonant capacitance within the pulse time is thus obtained:

$$u_{Cr_{cp}} = \frac{1}{t_{pulse}} \int_0^{t_{pulse}} u_{Cr}(t) dt = \frac{1}{t_{pulse}} \int_0^{t_{pulse}} U_s(1 - \cos \omega_r t) dt = U_s. \quad (5)$$

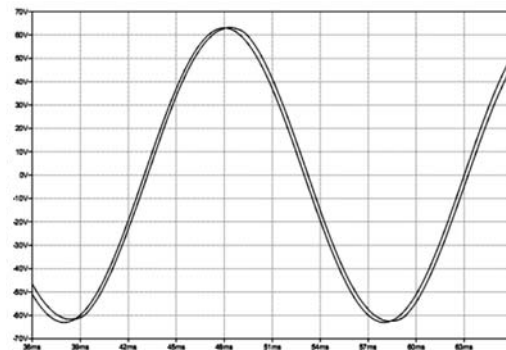
The pulse time at the resonant capacitance corresponds to the value of the  $T_r$  resonant oscillations period. Hence, the average value of the voltage at the resonant capacitance within the time which is equal to the resonant oscillations period is equal to the value of the RINC constant supply voltage. The average value of the  $u_{out}$  output voltage during the time between the power tran-



a)



b)–б)



c)–в)

**Fig. 6.** Distribution diagrams of the processes in the RINC main circuit model: *a, b* are the voltage at the resonant capacitance and the resonant current, *c* is the reference-input signal and the load voltage

**Рис. 6.** Эпюры процессов в модели силовой схемы РИНР: *a, б* — напряжение на резонансной емкости и резонансный ток, *в* — задающий сигнал и напряжение нагрузки

определяемой фазой выходного тока, а при анализе процессов в РИНР использовать метод основной гармоники. Упрощенное математическое описание формы резонансных импульсов дает возможность найти необходимые для построения регулировочной характеристики функционалы. Это позволит построить регулировочную характеристику аналитически и на основе расчета баланса энергии в преобразователе обеспечит определение границ ее применимости.

Исходя из того, что коэффициент гармоник импульсов напряжения на резонансной емкости инвертора является очень низким, при построении регулировочной характеристики РИНР будем считать, что



sistors turning on  $T_{sw} > T_r$  shall be determined by the following dependence:

$$u_{out} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_r} u_{Cr}(t) dt = \frac{T_r}{T_{sw}} U_s. \quad (6)$$

In the RINC, control of the output voltage is performed by means of changing the  $\Delta t$  time interval between the control pulses sent to one of the power transistors during one half-wave of the output voltage, i.e. the control pulse repetition frequency  $F_{sw} = 1/\Delta T = 1/T_{sw}$ . In such a way, the frequency control of the output voltage takes place with the control parameter being the  $F_{sw}$  frequency.

Since the resonant frequency is well above the frequency of the reference and output sine voltage, it can be stated that during the resonant voltage pulse time the value of the reference voltage does not change. Consequently, it can be assumed that the average value of the reference voltage within the  $\Delta t$  time is numerically equal to the instantaneous value of the reference voltage at the moment of the control pulse supply to the power transistor ( $t_0$ ). The time interval between the start of two successive resonant pulses should be such as to satisfy the following equation:

$$\Delta T \cdot U_{ref}(t_0) = U_{Cr_{av}} \cdot t_{pulse} = U_{Cr_{av}} \cdot T_r.$$

Hence,

$$\Delta t = U_{Cr_{av}} \cdot T_r / U_{ref}(t_0).$$

The pulse repetition frequency is as follows:

$$F_{sw} = 1/\Delta t = U_{ref}(t_0) / U_{Cr_{av}} \cdot T_r. \quad (7)$$

It is permissible to argue that with the active load the RINC output voltage at the moment of the control pulse supply is equal to the value of the reference voltage at the moment of the previous control pulse supply ( $U_q(t_1) = U_{ref}(t_0)$ ). Thus, the dependence of the instantaneous value of the output voltage on the pulse repetition frequency is described as follows:

$$U_q(t_1) = U_s \cdot F_{sw} \cdot T_r. \quad (8)$$

Dependence (6) or in the other form (8) represents the RINC control characteristic in the Fig.

To determine the boundaries of the field of applicability of the control characteristic, let us analyze the energy balance in the load and the storage elements of the low-frequency output filter.

Let us introduce the following notations:  $\gamma = F_{sw} T_r$  is the pulse duty coefficient,  $k = U_q / U_s$  is the coefficient of proportionality between the input and output voltage of the resonant inverter.

In case of continuity of the current through the filter

на протяжении времени импульса  $T_r$  напряжение изменяется по косинусоиде, смещенной относительно оси абсцисс на величину входного напряжения вверх и начинающейся в точке, соответствующей своему максимуму с минусом. Таким образом, форму импульса резонансного напряжения можно представить следующим выражением:

$$u_{Cr}(t) \approx U_s (1 - \cos(\omega_r t)),$$

где  $\omega_r$  — резонансная частота,  $U_s$  — постоянное напряжение питания.

Получим среднее значение напряжения на резонансной емкости за время импульса:

$$\begin{aligned} u_{Cr_{cp}} &= \frac{1}{t_{имп}} \int_0^{t_{имп}} u_{Cr}(t) dt = \\ &= \frac{1}{t_{имп}} \int_0^{t_{имп}} U_s (1 - \cos \omega_r t) dt = U_s. \end{aligned} \quad (5)$$

Время импульса на резонансной емкости соответствует величине периода резонансных колебаний  $T_r$ . Поэтому среднее значение напряжения на резонансной емкости за время, равное периоду резонансных колебаний, равняется величине постоянного напряжения питания РИНР. Среднее значение выходного напряжения  $u_{out}$  за время между включениями силовых транзисторов  $T_{sw} > T_r$  определится из зависимости:

$$u_{out} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_r} u_{Cr}(t) dt = \frac{T_r}{T_{sw}} U_s. \quad (6)$$

В РИНР регулирование выходного напряжения осуществляется путем изменения временного промежутка  $\Delta t$  между управляющими импульсами, подающимися на один из силовых транзисторов во время одной полуволны выходного напряжения, т. е. частоты следования управляющих импульсов  $F_{sw} = 1/\Delta T = 1/T_{sw}$ . Таким образом, происходит частотное регулирование выходного напряжения, при этом управляющим параметром является частота  $F_{sw}$ .

Так как резонансная частота намного выше частоты опорного и выходного синусоидального напряжения, то можно утверждать, что за время импульса резонансного напряжения величина опорного напряжения не изменяется. Следовательно, целесообразно считать, что среднее значение опорного напряжения за время  $\Delta t$  численно равно мгновенному значению опорного напряжения в момент подачи управляющего импульса на силовой транзистор ( $t_0$ ). Временной промежуток между началом 2 последовательных резонансных импульсов должен быть таким, чтоб удовлетворялось равенство:

$$\Delta T \cdot U_{ref}(t_0) = U_{Cr_{cp}} \cdot t_{имп} = U_{Cr_{cp}} \cdot T_r.$$

Отсюда,

$$\Delta t = U_{Cr_{cp}} \cdot T_r / U_{ref}(t_0).$$

Частота следования импульсов:

$$F_{sw} = 1/\Delta t = U_{ref}(t_0) / U_{Cr_{cp}} \cdot T_r. \quad (7)$$

Допустимо утверждать, что при активной нагрузке выходное напряжение РИНР в момент подачи

inductance, with the use of the average value of the resonant voltage pulse, let us compose an equation relating the current through the filter inductance and the output voltage:

$$L_f \Delta i = (U_s - U_q) t_r, \quad (9)$$

where  $\Delta i = i_{\max} - i_{\min}$  is the difference between the maximum and minimum values of the current through the filter inductance,  $t_r$  is the time of the current buildup through the filter inductance.

The energy stored in the inductive storage of the filter is equal to the energy released in the load during the resonant voltage pulse absence period:

$$\frac{L_f (i_{\max}^2 - i_{\min}^2)}{2} = U_q i_q (\Delta t - t_r), \quad (10)$$

where  $\Delta t$  is the time interval between the pulses.

$$\text{Since } i_q = \frac{(i_{\max} + i_{\min})}{2} \text{ and } R_q = \frac{U_q}{i_q}, \text{ correla-}$$

tion (8) shall be obtained when solving simultaneously equations (9) and (10). The equality  $\gamma = k$  is valid under the following condition:

$$L_f \geq 0,5 R_{out} \Delta t \left(1 - \frac{t_r}{\Delta t}\right) = 0,5 R_{out} \Delta t \left(\frac{1}{\gamma} - 1\right). \quad (11)$$

Dependence (11) allows choosing the lowest value of the output filter inductance which would satisfy correlation (8) for the minimum  $\gamma$  under the condition  $T_r \approx t_r$ .

Let us consider the case when dependence (11) is not valid due to the  $R_q$  increase. At that, there is a pause of the current through the inductive storage element of the filter when it is being discharged, and the equation relating the current and the output voltage has the following form:

$$L_f \Delta i = U_q t_f, \quad (12)$$

where  $t_f$  is the time of full discharge of the inductive storage element,  $t_f + t_r < \Delta t$ .

In the mode of discontinuous currents, the dependence of the output voltage on the input voltage differing from (6) is obtained from equations (9) and (12):

$$U_q(t_1) = U_s \cdot \frac{1}{t_r + t_f} \cdot T_r, \quad (13)$$

The dependence shows that the equality  $\gamma = k$  is not valid at the discontinuous current through the inductive storage element of the filter, and the output voltage increases.

The value of the capacitance of the filter condenser is calculated taking into account the standard requirements of the pulse limitation at the load and the ratio of the natural frequency of the filter and the operational low-frequency output voltage of the converter.

Thus, the dependence of the parameters of the storage elements of the output filter satisfying the control characteristic (8) is obtained on the basis of the energy balance in the converter.

управляющего импульса равно значению опорного напряжения в момент подачи предыдущего управляющего импульса ( $U_q(t_1) = U_{ref}(t_0)$ ). Таким образом, зависимость мгновенного значения выходного напряжения от частоты следования импульсов описываем следующим образом:

$$U_q(t_1) = U_s \cdot F_{SW} \cdot T_r. \quad (8)$$

Зависимость (6) или в другом виде (8) на рисунке представляет собой регулировочную характеристику РИНР.

Для определения границ области применимости полученной регулировочной характеристики проанализируем баланс энергии в нагрузке и накопительных элементах низкочастотного выходного фильтра.

Введем обозначения  $\gamma = F_{SW} T_r$  — коэффициент заполнения импульса,  $k = U_q / U_s$  — коэффициент пропорциональности между входным и выходным напряжением резонансного инвертора.

В случае непрерывности тока через индуктивность фильтра, используя среднее значение импульса резонансного напряжения, составим уравнение, связывающее ток через индуктивность фильтра и выходное напряжение:

$$L_f \Delta i = (U_s - U_q) t_r, \quad (9)$$

где  $\Delta i = i_{\max} - i_{\min}$  — разница между максимальным и минимальным значением тока через индуктивность фильтра,  $t_r$  — время нарастания тока через индуктивность фильтра.

Энергия, запасенная в индуктивном накопителе фильтра, равна энергии, которая выделяется в нагрузке в течение времени отсутствия импульса резонансного напряжения:

$$\frac{L_f (i_{\max}^2 - i_{\min}^2)}{2} = U_q i_q (\Delta t - t_r), \quad (10)$$

где  $\Delta t$  — временной промежуток между импульсами.

$$\text{Поскольку } i_q = \frac{(i_{\max} + i_{\min})}{2}, \quad R_q = \frac{U_q}{i_q}, \text{ решая}$$

совместно уравнения (9) и (10), получим соотношение (8). Равенство  $\gamma = k$  выполняется при условии:

$$L_f \geq 0,5 R_{out} \Delta t \left(1 - \frac{t_r}{\Delta t}\right) = 0,5 R_{out} \Delta t \left(\frac{1}{\gamma} - 1\right). \quad (11)$$

Зависимость (11) позволяет для наименьшего  $\gamma$  при условии  $T_r \approx t_r$  выбрать наименьшее значение индуктивности выходного фильтра, при котором выполняется соотношение (8).

Рассмотрим случай, когда зависимость (11) не выполняется по причине увеличения  $R_q$ . При этом появляется пауза тока через индуктивный накопитель фильтра при его разрядке, и уравнение, связывающее ток и выходное напряжение, имеет вид:

$$L_f \Delta i = U_q t_f, \quad (12)$$

где  $t_f$  — время полной разрядки индуктивного накопителя,  $t_f + t_r < \Delta t$ .

В режиме прерывных токов из уравнений (9) и (12) получаем отличающуюся от (6) зависимость выходного напряжения от входного:

Fig. 7 shows a set of the control characteristics of the resonant-pulse converter. Theoretically, the control characteristic starts at the zero point (Fig. 7) (at  $F_{SW} = 0$ ) and reaches the value corresponding to the value  $U_{out\ max} = U_s \cdot \gamma$ , where  $\gamma$  is the maximum permissible duty ratio of the carrying pulses.

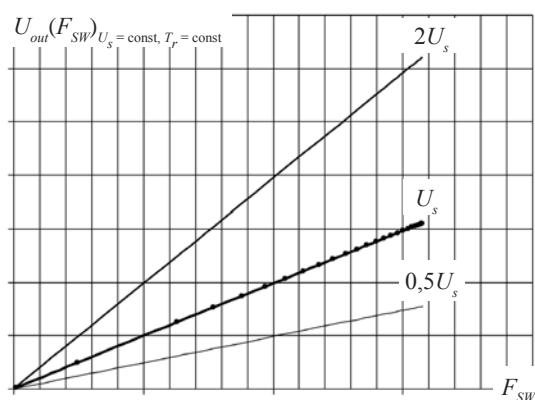
**CONCLUSIONS.** The analytical dependences of the currents through the keys and the voltage at the resonant capacitance on the time were obtained. They take into account the energy losses in the circuit caused by the presence of parasitic resistances in the converter circuits. The simulation modeling results confirm the adequacy of these dependences.

The harmonic coefficients of the output voltage and the current and voltage in the resonant circuit of the inverter were calculated. The low harmonic coefficients of the current of the keys and the voltage at the input of the low-frequency filter of the resonant pulse inverter allow using this circuit design to reduce the high-frequency electromagnetic and conducted interference and therefore energy losses.

The low total harmonic distortion of the voltage and current in the resonant circuit allow using the fundamental harmonic method for the analysis of the processes in frequency converters based on resonant inverters, which made it possible to obtain the simplified description of the resonant voltage pulse form and the control characteristic.

The model experiments showed that the increase in the load capacitance leads to a phase lag of the output voltage and, consequently, to the occurrence of voltage spikes during the zero crossovers caused by the zero diodes switching. To eliminate this phenomenon, a phase shift can be brought into the polarizing control signal corresponding to the phase shift of the load voltage.

The dependence of voltage at the load on the pulse repetition frequency at the resonant capacitance was obtained. The RINC control characteristics were calculated at working on the active load not taking into account losses in the resonant and switching elements.



**Fig. 7.** Set of the RINC control characteristics at working on the active load not taking into account losses in the resonant and switching elements

**Рис. 7.** Семейство регулировочных характеристик РИНР при работе на активную нагрузку без учета потерь в резонансных и коммутирующих элементах

$$U_q(t_1) = U_s \cdot \frac{1}{t_r + t_f} \cdot T_r, \quad (13)$$

которая показывает, что при прерывистом токе через индуктивный накопитель фильтра не выполняется равенство  $\gamma = k$ , а выходное напряжение увеличивается.

Значение емкости конденсатора фильтра рассчитывается с учетом стандартных требований ограничения пульсаций на нагрузке и соотношением собственной частоты фильтра и рабочей низкой частотой выходного напряжения преобразователя.

Таким образом, на основе баланса энергии в преобразователе получена зависимость параметров накопительных элементов выходного фильтра, при которых выполняется регулировочная характеристика (8).

На рис. 7 представлено семейство регулировочных характеристик резонансно-импульсного преобразователя. Теоретически регулировочная характеристика начинается с нуля (рис. 7) (при  $F_{SW} = 0$ ) и достигает значения, соответствующего величине  $U_{out\ max} = U_s \cdot \gamma$ , где  $\gamma$  — максимально допустимая скважность несущих импульсов.

**ВЫВОДЫ.** Получены аналитические зависимости токов через ключи и напряжения на резонансной емкости от времени с учетом потерь энергии в контуре, вызванных наличием паразитных сопротивлений в цепях преобразователя. Результаты имитационного моделирования подтвердили адекватность данных зависимостей.

Вычислены коэффициенты гармоник выходного напряжения и токов и напряжений в резонансном контуре инвертора. Низкие коэффициенты гармоник тока ключей и напряжения на входе низкочастотного фильтра резонансно-импульсного инвертора позволяют использовать данное схемное решение для снижения высокочастотных электромагнитных и кондуктивных помех и, следовательно, потерь энергии.

Низкие коэффициенты искажения синусоидальности кривых тока и напряжения в резонансном контуре допускают использование метода основной гармоники для анализа процессов в преобразователях частоты на основе резонансных инверторов, что дало возможность получить упрощенное описание формы импульса резонансного напряжения и регулировочную характеристику.

Модельные эксперименты показали, что увеличение емкости нагрузки приводит к фазовому запаздыванию выходного напряжения и, как следствие, возникновению скачков напряжения при переходах через нуль, вызванных переключением нулевых диодов. Для устранения этого явления можно вводить фазовый сдвиг в поляризирующий сигнал управления, соответствующий фазовому сдвигу напряжения нагрузки.

Получена зависимость напряжения на нагрузке от частоты следования импульсов напряжения на резонансной емкости. Рассчитаны регулировочные характеристики РИНР при работе на активную нагрузку без учета потерь в резонансных и коммутирующих элементах.

Based on the analysis of the RINC system, under the condition of the energy balance, the energy correlations between the load and the storage elements of the resonant converter were determined. They allow finding the parameters of the storage elements which can ensure the effective operation of the converter.

На основе анализа системы РИНР при условии баланса энергии определены энергетические соотношения между нагрузкой и накопительными элементами резонансного преобразователя, которые позволяют найти параметры накопительных элементов, обеспечивающих эффективную работу преобразователя.

#### Список литературы

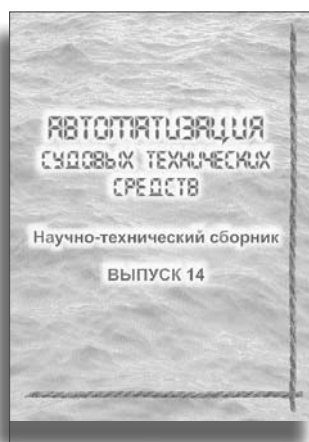
- [1] Браун, М. Источники питания. Расчет и конструирование [Текст] / М. Браун. — К. : «МК-Пресс», 2007. — 288 с.
- [2] Зиновьев, Г.С. Электромагнитная совместимость устройств силовой электроники (электроэнергетический аспект) [Текст] : учеб. пособие / Г.С. Зиновьев. — Новосибирск : Изд-во НГТУ, 1998. — 91 с.
- [3] Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника [Текст] / В.И. Мелешин. — М. : Техносфера, 2005. — 632 с.
- [4] Мікропроцесорні системи управління резонансними перетворювачами постійної напруги [Текст] / Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, О.В. Нікітіна, М.В. Покровський. — Миколаїв : НУК, 2010. — 156 с.
- [5] Перетворювачі постійної напруги на основі резонансних інверторів [Текст] : монографія / Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, О.В. Нікітіна, М.В. Покровський. — Миколаїв : НУК, 2013. — 372 с.
- [6] Rashid, M.H. Power Electronics Handbook (Second Edition). Devices, Circuits and Applications [Text] / Muhammad H. Rashid. — Elsevier Inc, 2007. — 837 p.
- [7] Steigerwald, R.I. A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies [Text] / R.I. Steigerwald // IEEE APEC, 1987. — P. 135–144.
- [8] Wang, Chien-Ming A Series-Resonant DC/AC Inverter for Impedance-Load Drives [Text] / Chien-Ming Wang, Guan-Chyun Hsieh // IEEE Transactions on power electronics. — Vol. 16. — No. 3. — May 2001. — P. 325–334.

© Г.В. Павлов, А.В. Обрубов, И.Л. Винниченко  
Статью рекомендует в печать  
д-р техн. наук, проф. Н.И. Кускова

## ТЕМАТИЧЕСКИЕ ПЕРИОДИЧЕСКИЕ ИЗДАНИЯ

### Научно-технический сборник Одесской национальной морской академии

# АВТОМАТИЗАЦИЯ СУДОВЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ



Сборник посвящен проблемам расчета, проектирования и эксплуатации судовых автоматизированных средств. В нем также обобщается опыт эксплуатации и приводятся результаты исследований судовых систем автоматического управления и регулирования.

Научно-технический сборник «АВТОМАТИЗАЦИЯ СУДОВЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СРЕДСТВ» входит в перечень научных специальных изданий Украины, в которых могут публиковаться результаты оформления диссертационных работ на соискание ученых степеней доктора и кандидата наук (Бюллетень ВАК Украины, 1999, № 4).

#### КОНТАКТНАЯ ИНФОРМАЦИЯ:

Одесская национальная морская академия (ОНМА), кафедра ТАУ и ВТ,  
ул. Дидрихсона, 8, г. Одесса, Украина, 65029  
+38(048) 728-75-40; fax: +38(0482) 34-52-67;  
e-mail: gs@fa.onma.edu.ua <http://onma.edu.ua/>