

Г. В. ПАВЛОВ, докт. техн. наук, профессор ИАЭ НУК им. адм. Макарова, г. Николаев;
А. В. ОБРУБОВ, канд. техн. наук, доцент ИАЭ НУК им. адм. Макарова, г. Николаев;
И. Л. ВИННИЧЕНКО, аспирант ИАЭ НУК им. адм. Макарова, г. Николаев.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА ОСНОВЕ РЕЗОНАНСНОГО ИНВЕРТОРА С НЕЛИНЕЙНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Введение. Традиционно используемые преобразователи частоты для питания бортовых сетей подвижных объектов, как правило, создают высокий уровень высокочастотных помех. Помехи от преобразователей дестабилизируют работу смежного электрооборудования и создают неблагоприятный электромагнитный фон для окружающей среды. Поэтому разработка преобразователя частоты с пониженным уровнем электромагнитных помех является актуальной задачей.

Постановка проблемы. Время-импульсная модуляция эффективно используется для регулирования выходного напряжения источников электропитания. [1, 2]. Однако жесткая коммутация силовых вентилях преобразователя приводит к коммутационным потерям, которые можно свести к минимуму, используя явление резонанса. [3, 5]. Резонансный инвертор с нелинейным управлением [4] использует принципы импульсной модуляции и переключения силовых ключей при нулевых уровнях напряжения и тока, позволяющие снизить потери энергии и электромагнитные помехи. При этом основной нерешенной задачей является разработка метода и системы управления резонансным инвертором, которая обеспечит требуемую форму выходного напряжения с заданными ограничениями коммутационных потерь и электромагнитных помех.

Цель работы: разработать способ нелинейного управления резонансным инвертором преобразователя частоты с пониженным уровнем высших гармоник.

Материалы исследований. Целевой функцией двухзвенного преобразователя частоты является получение на нагрузке выходного напряжения с заданной амплитудой и частотой (например, с частотой 400 Гц, которая используется для снижения массогабаритных показателей электрических машин). Дополнительными требованиями к такому преобразователю является снижение по сравнению с широко используемыми преобразователями уровня коммутационных потерь и электромагнитных помех. Для ограничения уровня коммутационных потерь целесообразно использовать режимы переключения силовых ключей при нулевых уровнях тока или напряжения. Для ограничения уровня электромагнитных помех в качестве несущих импульсов можно использовать импульсы, форма которых близка к синусоиде.

Для удовлетворения этих требований предложен принцип формирования выходного низкочастотного напряжения путем сглаживания синусоидальных высокочастотных импульсов, которые промодулированы по амплитуде и частоте [4]. Этот принцип реализуется двухзвенным преобразователем частоты на основе резонансного инвертора, схема силовой части которого представлена на рис. 1.

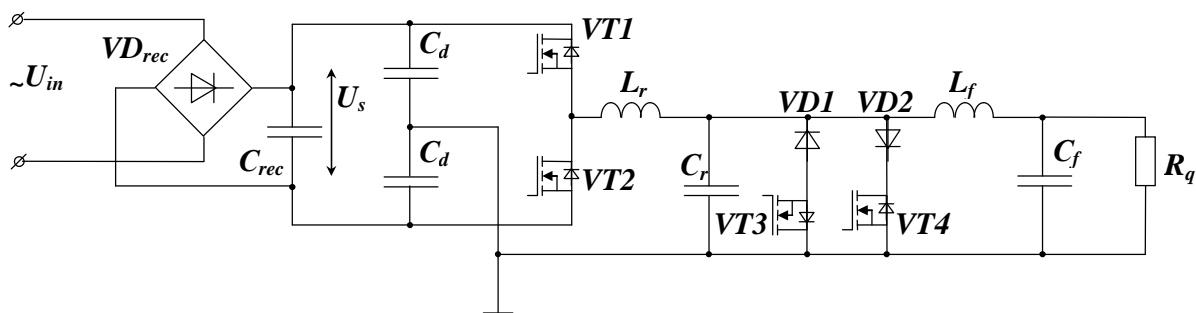


Рис. 1. Схема силовой части преобразователя частоты на основе резонансного инвертора с нелинейным регулированием.

При модуляции высокочастотных импульсов резонансного инвертора и последующем их сглаживании с помощью низкочастотного фильтра на выходе системы можно получить низкочастотное напряжение заданной формы и частоты. Результаты проведенного ранее анализа электромагнитных процессов, происходящих в силовой части данного резонансного инвертора [4], позволили теоретически рассчитать последовательность и длительность управляющих импульсов t_{imp} по требуемым характеристикам выходного напряжения.

Стратегия управления для генерации резонансных кривых на L_r и C_r заключается в том, что на основе аналитического выражения, описывающего требуемое выходное синусоидальное напряжение, создается последовательность частотно модулированных импульсов одинаковой формы, которые преобразуются после выходного низкочастотного фильтра в синусоидальное напряжение с заданной амплитудой и частотой, равной опорной.

Закон формирования последовательности управляющих импульсов для нелинейного управления резонансным инвертором, связывающего характеристики выходного напряжения с параметрами преобразователя посредством использования относительного времени n_i , относительной частоты k_f и относительного выходного напряжения k_u , имеет вид:

$$n_{i+1} = \frac{1}{2\pi k_f} \cdot \arccos(\cos 2\pi k_f n_i - \frac{2\pi k_f}{k_u}), \quad (1)$$

где $k_f = f_{out}/f_r$ - относительная частота выходного напряжения равная отношению частот выходного напряжения и резонансного контура, $k_u = (2U_{out})/U_s$ - относительное напряжение выходного сигнала, равное отношению амплитуды выходного напряжения к амплитуде напряжения на конденсаторе резонансного контура, $n_i = t_i/T_r$ - относительное время замыкания ключей, определяемое как отношение времени, отсчитываемого от начала полуволны опорной синусоиды, к длительности несущего импульса, равной периоду собственных колебаний резонансного контура.

Определив значения n_i можно сформировать управляющую последовательность импульсов для замыкания ключей $VT1, VT2$ $M = \{t_0, \dots, t_i, \dots, t_q\}$, где $t_i = n_i T_r$ - времена замыкания силовых ключей, определяемые через корни уравнения (1), M - множество действительных чисел, представляющих собой времена замыкания силовых ключей, q - число требуемых включений ключей в течение полупериода выходного низкочастотного напряжения. Соответствующие управляющие воздействия можно задавать с помощью цифровой схемы и усилителя мощности.

Размыкание ключей для обеспечения минимума коммутационных потерь необходимо осуществлять после перехода через ноль тока через индуктивность резонансного контура, т.е. через время t_{imp} . Закону формирования управляющей последовательности (1) можно поставить в соответствие переключающую функцию на управляющем входе силовых ключей

$$\Psi(t - t_i) = \begin{cases} 1, & \text{при } t \in [t_i, t_i + t_{imp}] \cap \forall t_i \in M; \\ 0, & \text{при } t \in (t_i + t_{imp}, t_{i+1}) \cap \forall t_i \in M. \end{cases} \quad (2)$$

Данный способ управления позволяет сформировать напряжение с заданными параметрами на выходе преобразователя без использования обратной связи. Он заключается в задании переключающих последовательностей силовых вентилей, обеспечивающих необходимую форму как несущих импульсов, так и выходного напряжения. При этом, в случаях активной и реактивных нагрузок, переключающие последовательности будут отличаться для дополнительных ключей $VT3, VT4$. В таблице 1 приведена переключающая последовательность для активной нагрузки. Временные интервалы включения задаются в соответствии с (1).

Система управления. С учетом того, что управляющая последовательность получена математическим методом и представляет собой числовую последовательность, то и систему управления целесообразно построить на базе цифровой системы. Для сглаживания выходного напряжения используется выходной низкочастотный фильтр (НЧФ) $L_f C_f$. Обобщенная структура преобразователя частоты показана на рис.2., где В – выпрямитель, ФВ – фильтр выпрямителя, РИ – резонансный инвертор, НЧФ - низкочастотный фильтр.

Алгоритм работы цифровой системы нелинейного управления с учетом переключающих последовательностей, приведенных в таблице 1, представлен на рис.3.

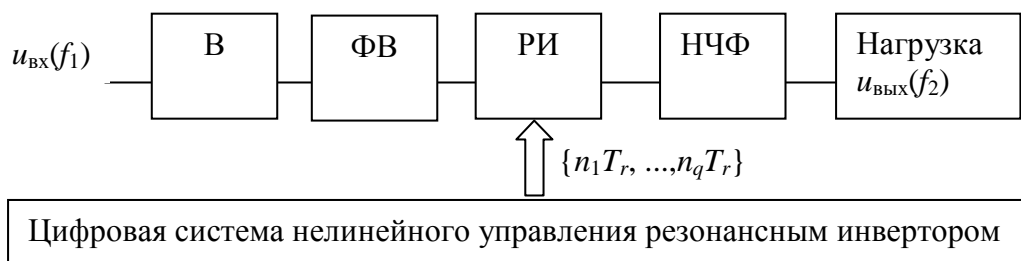


Рис.2. Обобщенная структура преобразователя частоты

Таблица 1 – Переключающие последовательности

Эквивалентные схемы РИ	Перечень замкнутых ключей преобразователя	Полярность выходного напряжения
	VT1 - VT3 -	+
	VT1 - VT3 -	+
	- - VT3 -	+
	- - VT3 -	+
	- VT2 - VT4	-
	- VT2 - VT4	-
	- - - VT4	-
	- - - VT4	-

Поскольку частота переключения в предлагаемом резонансном инверторе используется для время-импульсной модуляции, то должен быть указан допустимый диапазон частот коммутации основных ключей (интервалов времени между моментами коммутации). Максимальная частота коммутации может быть определена исходя из максимального выходного напряжения:

$$F_{SW} = \frac{2U_{out_max}}{U_s \cdot T_r}$$

Минимальная частота коммутации определяется исходя из минимального выходного напряжения.

В цифровой системе управления (рис.3) на основе заданных параметров резонансного инвертора и характеристик выходного напряжения формируется последовательность управляющих импульсов, отпирающих силовые ключи в моменты времени $\{n_1T_r, \dots, n_kT_r\}$ с длительностью $t_{imp} < T_r$.

Работа системы управления резонансным инвертором для преобразователя частоты была проверена с помощью имитационной модели, построенной в MatLab и показанной на рис.4.а. Силовой контур включает источник постоянного напряжения, основные ключи VT1 и VT2, индуктор и конденсатор, формирующие резонансный контур, параллельно конденсатору резонансного контура подключены 2 ветки, каждая из которых содержит шунтирующий диод и дополнительный ключ VT3 (или VT4 для отрицательной полуволны выходного напряжения). Также параллельно им подключен выходной низкочастотный фильтр с нагрузкой. Последовательность управляющих импульсов задается с помощью переменных C111 - для положительной полуволны вы-

ходного напряжения, и C112 - для отрицательной, представляющих собой двумерный массив. Управление дополнительными ключами осуществляется при помощи переменных C11 и C12. Интервал открытия ключа VT3 (работающего при формировании положительной полуволны выходного напряжения) составляет первый полупериод выходного синусоидального низкочастотного сигнала. И соответственно, интервал открытия ключа VT3 - второй полупериод. Данная временная последовательность является актуальной только при работе преобразователя на активную нагрузку.

По результатам имитационного моделирования рассчитанные значения коэффициентов несинусоидальности выходного напряжения и напряжения на конденсаторе резонансного контура, которые составляют 3,37 % и 2,56 %.

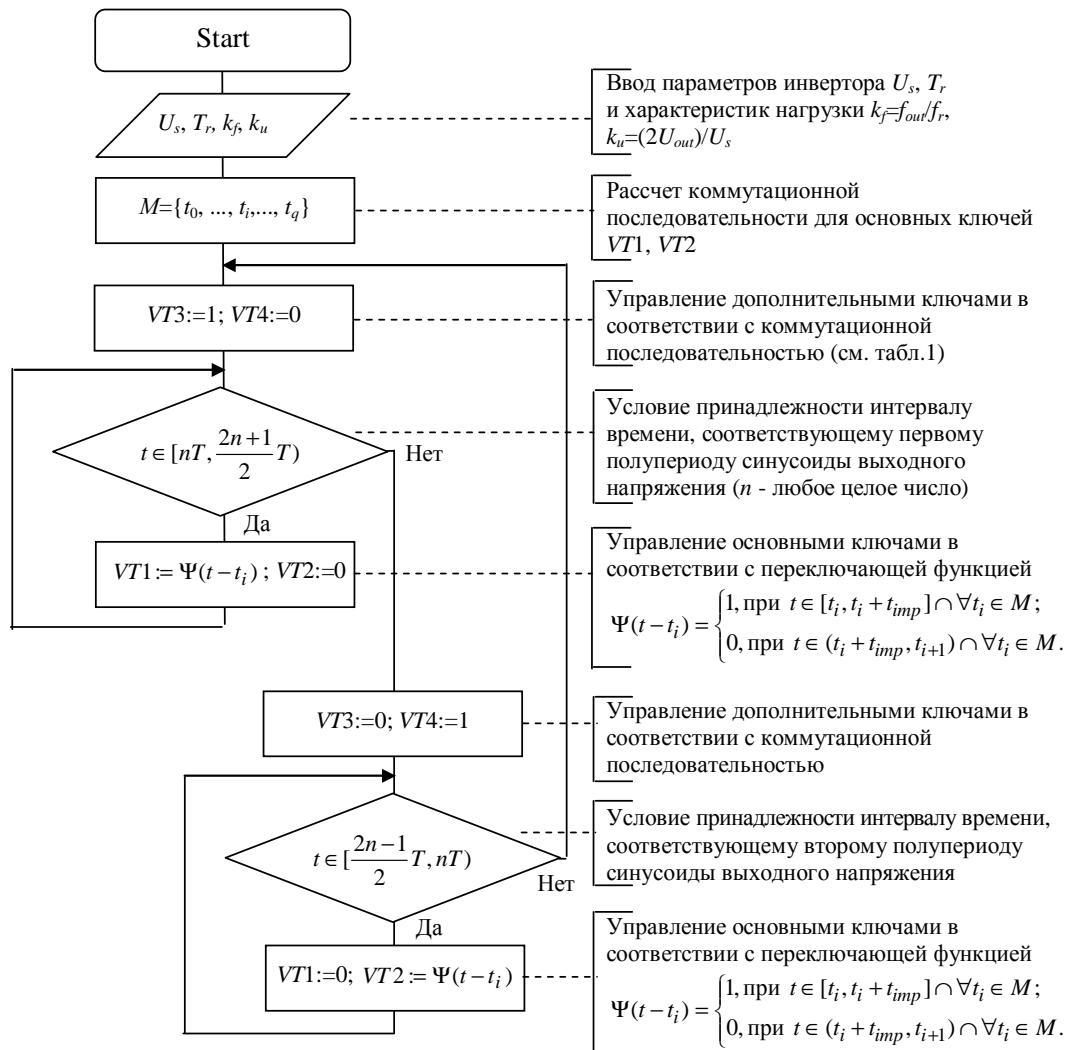


Рис.3. Алгоритм управления резонансным инвертором

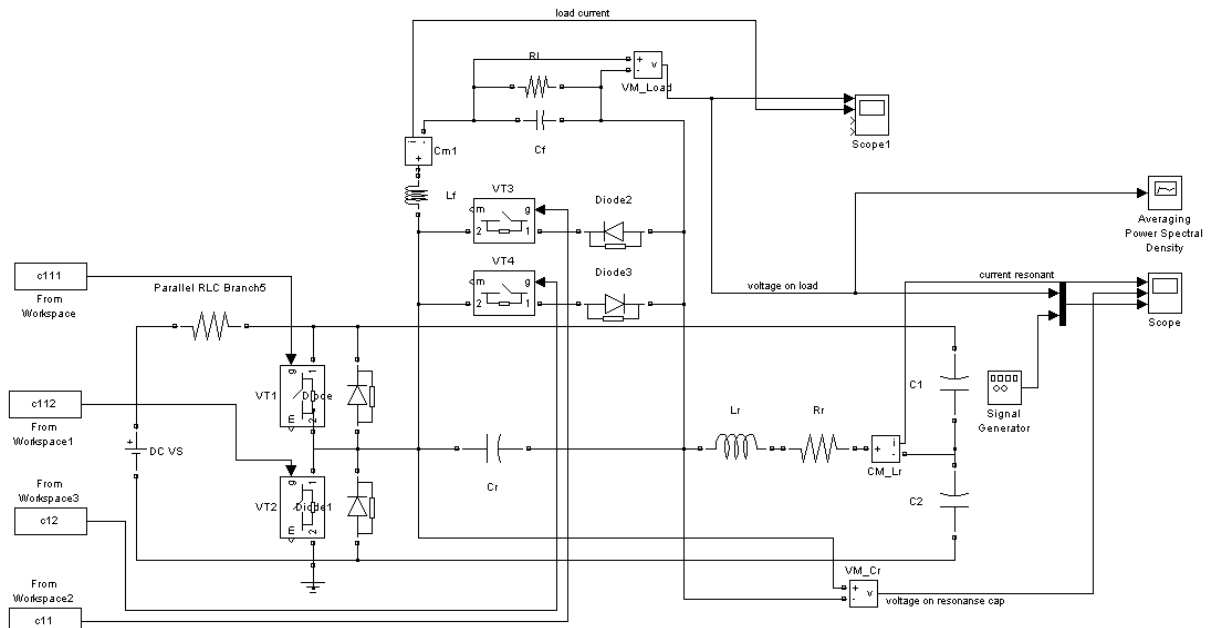


Рис. 4. Схема имитационной модели резонансного инвертора с нелинейным регулированием, входящего в состав преобразователя частоты

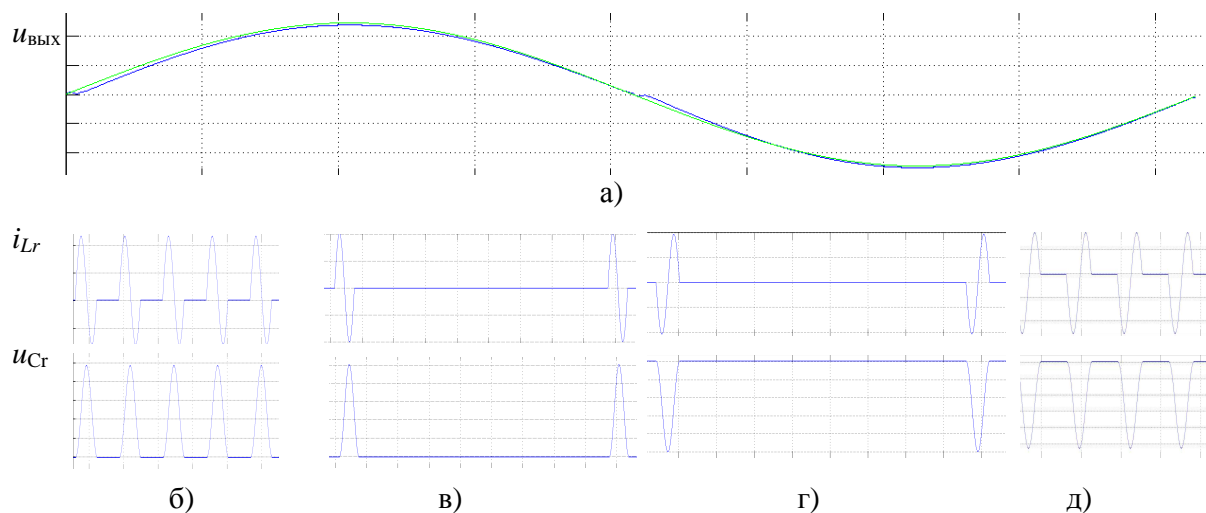


Рис.5. Эпюры процессов в преобразователе частоты на основе РИ с нелинейным регулированием: напряжение на нагрузке и эталонная синусоида (а); импульсы резонансных тока и напряжения при максимальном (б) и близком к нулю (в) напряжении для положительной полуволны выходного напряжения; импульсы резонансных тока и напряжения при максимальном (г) и близком к нулю (д) напряжении для отрицательной полуволны выходного напряжения

Форма несущих импульсов в резонансном контуре преобразователя показана на рис.5,б-д, а форма выходного напряжения показана на рис.5,а. Полученные характеристики выходного напряжения показывают возможность применения предложенной системы управления при работе резонансного инвертора, входящего в состав разработанного преобразователя частоты.

Выводы. Разработан способ нелинейного управления резонансным инвертором, входящим в состав предложенного преобразователя частоты. Определены коммутационные последовательности основных и дополнительных ключей инвертора. Разработанный алгоритм управления резонансным инвертором был проверен на работоспособность с помощью имитационной модели. Модель резонансного инвертора с цифровой системой нелинейного управления показала соответствие полученных характеристик выходного напряжения заданным. Малые значения рассчитанных коэффициентов несинусоидальности выходного напряжения и напряжения на конденсаторе резонансного контура свидетельствуют о снижении амплитуды высших гармоник и соответственно генерируемых помех по сравнению с преобразователем с жесткой коммутацией.

Список литературы: 1. Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование / М. Браун. – Киев: «МК-Пресс», 2007. – 288 с. 2. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника / В. И. Мелешин. – Москва: Техносфера, 2005. – 632с. 3. Павлов Г. В. Перетворювачі постійної напруги на основі резонансних інверторів: монографія / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, О. В. Нікітіна, М. В. Покровський. – Миколаїв: НУК, 2013. – 372 с. 4. Павлов Г. В. Моделирование резонансно-импульсного инвертора напряжения [Электронный ресурс] / Г. В. Павлов, А. В. Обрубов, И.Л. Винниченко // Інновації в суднобудуванні та океанотехніці (підсумки V міжнародної науково-технічної конференції). 2014. Режим доступу: <http://conference.nuos.edu.ua/catalog/lectureDetail.jsessionid=2ea02bbf77dc9b002e1cd0511378?lectureId=30783&conferenceId=26153&isProjectorView=false>. 5. Steigerwald R. I. A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies / R. I. Steigerwald // IEEE APEC. – 1987. – P. 135–144.

Bibliography (transliterated): 1. Braun, M. *Istochniki pitaniya. Raschet i konstruirovaniye*. Kiev: «MK-Press», 2007. Print. 2. Meleshin, V. I. *Tranzistornaya preobrazovatel'naya tekhnika*. Moscow: Tekhnosfera Publ., 2005. Print. 3. Pavlov H. V., A. V. Obrubov, O. V. Nikitina, and M. V. Pokrovskiy. *Peretvoriuvachi postoiinoi napruhy na osnovi rezonansnykh invertoriv: monohrafiya*. Mykolaiv: NUOS Publ, 2013. Print. 4. Pavlov, G. V., A. V. Obrubov, and I. L. Vinnichenko. "Modelirovaniye rezonansno-impulsnogo invertora napryazheniya." *Innovatsii v sudnobuduvanni ta okeanotekhnitsi (pidsumky V mizhnarodnoi naukovo-tekhnichnoi konferentsii)*. 2014. 5. Steigerwald, R. I. "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies". *IEEE APEC*, 1987. Print.

Надійшла (Received) 27.08.2015