

ЕЛЕКТРИЧНІ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 681.5

НЕЛИНЕЙНОЕ УПРАВЛЕНИЕ РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Г.В. Павлов, докт. техн. наук, **А.В. Обрубов**, канд. техн. наук, **И.Л. Винниченко**

Институт автоматики и электротехники Национального университета кораблестроения им. адм. Макарова, пр. Ленина, 3, Николаев, Украина, e-mail: nil_sound@mail.ru, oscillon@rambler.ru

Рассмотрена работа резонансного инвертора с нелинейным управлением, сочетающим преимущества импульсного регулирования и возможность переключения силовых ключей при нулевых уровнях тока и напряжения. Получены функционалы несущих импульсов и их взаимосвязь с желаемыми характеристиками выходного напряжения. Сформулирован закон формирования последовательности управляющих импульсов для нелинейного управления резонансным инвертором. Определена переключающая функция, соответствующая полученному закону. Проведен синтез нелинейной системы управления резонансным инвертором на основе использования цифровой системы. Составлена имитационная модель резонансного инвертора с нелинейным регулированием для проверки полученного закона управления, которая показала соответствие полученных характеристик выходного напряжения заданным. Библ. 6, рис. 3.

Ключевые слова: закон формирования управляющих воздействий, нелинейное управление, резонансный инвертор, синтез системы управления.

Постановка проблемы. Для большинства автономных судовых электроприводов традиционным является использование преобразователей частоты. КПД такого привода представляет собой произведение КПД преобразователя и КПД электрической машины. Поэтому целесообразно снижать потери энергии в преобразовательной части, чтобы общий КПД привода оставался высоким. Тиристорные и импульсные преобразователи электроприводов генерируют значительные помехи, которые в условиях автономных сетей могут негативно повлиять на работу стороннего оборудования. Поэтому повышение качества электроэнергии на выходе преобразователя и снижение генерируемых электромагнитных помех являются актуальной задачей для преобразовательной техники. Стандартным и высокоэффективным способом регулирования выходного напряжения вторичных источников электропитания является использование времени импульсной модуляции высокочастотного напряжения инвертора [1, 2]. Однако в инверторах жесткой коммутацией возникают существенные коммутационные потери в ключах. Применение резонансных схем и коммутации ключей при нулевых уровнях тока и напряжения позволяет снизить потери энергии и генерируемые преобразователем электромагнитные помехи [4, 6]. Рассматриваемый резонансный инвертор с нелинейным управлением [3] использует принципы импульсной модуляции и переключения силовых ключей при нулевых уровнях напряжения и тока, позволяющие снизить потери энергии и электромагнитные помехи.

При построении системы на основе резонансного преобразователя с использованием типового регулятора с обратной связью можно добиться качественного регулирования постоянного либо медленно меняющегося напряжения. При повышении быстродействия систем авторегулирования, как правило, теряется устойчивость из-за резко нелинейной регулировочной характеристики резонансного преобразователя [5]. Если учесть эту нелинейность и сформировать заранее управляющее воздействие, то можно значительно повысить быстродействие регулирования и достичь формирования на выходе преобразователя переменного напряжения требуемой формы и частоты.

При этом закон нелинейного управления и параметры электромагнитных элементов преобразователя должны обеспечивать функционирование системы в рамках заданной регу-

лировочной характеристики. Проблема, возникающая при получении зависимости между выходными величинами резонансного инвертора и управляющими воздействиями, заключается в том, что форма модулируемых высокочастотных импульсов резонансного инвертора не прямоугольная, а также в том, что параметры резонансной цепи нестабильны из-за влияния характеристик материала сердечника катушки индуктивности и изменения нагрузки. Это усложняет аналитическое определение таких функционалов управляющих воздействий и выходных характеристик, как средние значения. На практике часто рабочие характеристики преобразователя определяются экспериментально либо с помощью численного моделирования.

Цель работы: разработать закон формирования управляющих воздействий для нелинейного управления резонансным инвертором с синусоидальным выходным напряжением и провести синтез нелинейной системы управления.

Постановка задачи синтеза нелинейной системы управления. Целевой функцией резонансного инвертора является получение на нагрузке низкочастотного выходного напряжения с заданными характеристиками. Граничные требования, предъявляемые к инвертору, представляют собой ограничение уровня динамических потерь, что возможно осуществить, используя режимы переключения силовых ключей при нулевых уровнях тока или напряжения, и ограничение уровня электромагнитных помех, что возможно осуществить, используя электрические характеристики, форма которых характеризуется низким коэффициентом несинусоидальности. В качестве дополнительного условия синтеза можно использовать требование универсальности системы, что позволит, в конечном итоге, сократить затраты на разработку подобных систем. Удовлетворяет всем приведенным требованиям резонансный инвертор с нелинейным регулированием (РИНР), описанный в работе [4].

Для синтеза системы управления необходимо определить функционалы несущих высокочастотных импульсов (длительность и среднее значение) и их взаимосвязь с характеристиками нагрузки (частотой и амплитудой выходного напряжения), а затем построить закон формирования последовательности управляющих импульсов для нелинейного управления резонансным инвертором.

На заключительном этапе синтеза необходимо провести верификацию синтезированной системы управления при работе РИНР.

Разработка закона формирования управляющих воздействий для нелинейного регулирования резонансным инвертором. Резонансный инвертор с нелинейным регулированием выполнен на основе импульсного преобразователя, показанного на рис. 1 а [3]. Форма импульсов напряжения на емкости C_r и тока на индуктивности L_r показана на рис. 1 б.

С помощью модуляции высокочастотных импульсов и низкочастотного сглаживающего фильтра на выходе системы можно получить напряжение заданной формы.

Рассмотрим стратегию управления для генерации резонансных кривых на L_r и C_r . Суть ее заключается в том, чтобы на основе низкочастотного опорного синусоидального сигнала создать последовательность частотно-модулированных импульсов с одинаковой формой, которые преобразуются после выходного низкочастотного фильтра в синусоидальное напряжение с заданной амплитудой и частотой, равной опорной.

Для преобразователя, показанного на рис. 1 а, форма несущего импульса напряжения может быть описана зависимостью с учетом того, что частота ω_r соответствует периоду T_r :

$$u_{C_r}(t) \approx \frac{U_s}{2}(1 - \cos(\omega_r t)). \quad (1)$$

Для такого сигнала среднее значение за время, равное периоду резонансного импульса, запишем в виде

$$u_{C_{r\text{cp}}} = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} u_{C_r}(t) dt = \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} \frac{U_s}{2}(1 - \cos \omega_r t) dt = \frac{U_s}{2},$$

где U_s – напряжение источника постоянного тока.

Среднее значение напряжения на интервале от t_i до t_{i+1} , в течение которого был сформирован один импульс, определяется зависимостью

$$u_i = U_s \cdot T_r / 2(t_{i+1} - t_i). \quad (2)$$

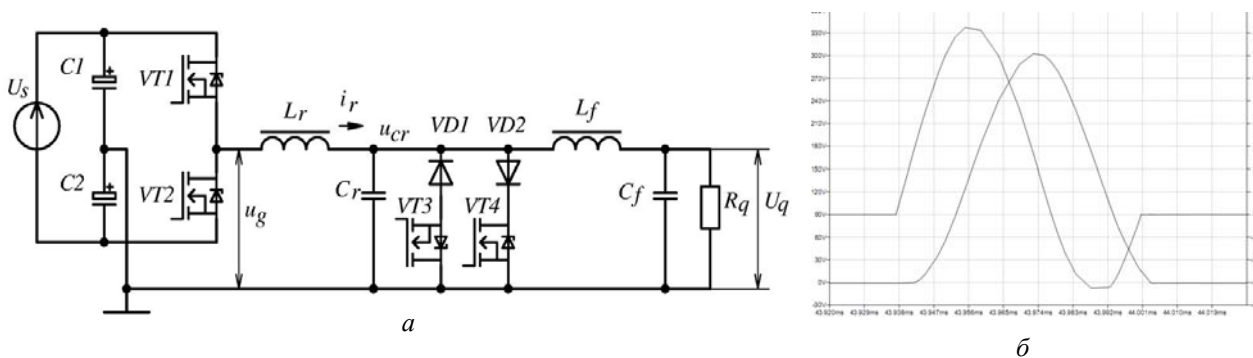


Рис. 1

Для получения зависимостей между характеристиками нагрузки и управляющими параметрами преобразователя введем следующие обозначения: $k_f=f_{out}/f_r$ – 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.

Для синусоидального выходного напряжения среднее значение на интервале от $t_i=n_iT_r$ до $t_{i+1}=n_{i+1}T_r$ запишем в виде

$$u_{out_i} = \frac{1}{t_{i+1}-t_i} \int_{n_i T_r}^{n_{i+1} T_r} U_{out} \sin \frac{2\pi k_f t}{T_r} dt = \frac{1}{t_{i+1}-t_i} \frac{T_r U_{out}}{2\pi k_f} (\cos 2\pi k_f n_i - \cos 2\pi k_f n_{i+1}). \quad (3)$$

Для частотной модуляции несущего напряжения необходимо найти длительность интервала $t_{i+1}-t_i$, для чего достаточно приравнять средние значения (2) и (3) с учетом коэффициента k_u и найти решение трансцендентного уравнения

$$\frac{1}{t_{i+1}-t_i} \frac{T_r U_{out}}{2\pi k_f} (\cos 2\pi k_f n_i - \cos 2\pi k_f n_{i+1}) = \frac{U_s T_r}{2(t_{i+1}-t_i)}, \Rightarrow \frac{1}{2\pi k_f} (\cos 2\pi k_f n_i - \cos 2\pi k_f n_{i+1}) = \frac{1}{k_u}, \quad (4)$$

$$n_{i+1} = \frac{1}{2\pi k_f} \cdot \arccos(\cos 2\pi k_f n_i - \frac{2\pi k_f}{k_u}). \quad (5)$$

Выражение (5) представляет собой аналитическую форму закона 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 .

Определив значения n_i , можно сформировать управляющую последовательность импульсов для замыкания ключей VT1, VT2: $M=\{t_0, \dots, t_i, \dots, t_q\}$, где $t_i=n_iT_r$ – время замыкания силовых ключей, определяемое через корни уравнения (5); M – множество действительных чисел, представляющих собой время 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 в соответствии с приведенными резонансными кривыми (см. рис. 1 б) необходимо осуществлять после перехода через нуль тока через индуктивность резонансного контура, т.е. через время t_{imp} . Закону формирования управляющей последовательности (5) можно поставить в соответствие переключающую функцию на управляющем входе силовых ключей:

$$\Psi(t-t_i) = \begin{cases} 1, & \text{при } t \in [t_i, t_i + t_{imp}] \cap \forall t_i \in M; \\ 0, & \text{при } t \in (t_i + t_{imp}, t_{i+1}) \cap \forall t_i \in M. \end{cases} \quad (6)$$

Синтез синусоидальной формы выходного сигнала. Рассмотрим синтез выходного напряжения преобразователя при заданной управляющей последовательности (5).

Выходное напряжение на нагрузке будет формироваться из дискретных значений u_{out_i} , каждое из которых с учетом того, что выходной сигнал по сравнению с колебаниями в резонансном контуре является медленно изменяющимся и в соответствии с теоремой Лагранжа о конечном приращении приближенно равно

$$u_{out_i} \approx U_{out} \sin \frac{2\pi t_i}{k_f T_r}; \quad (7)$$

$$u_{out}(t) = \sum_{i=1}^q U_{out} \sin 2\pi f_{out} t_i \cdot \Psi(t - t_i), \quad (8)$$

где $\Psi(t - t_i)$ – переключающая функция, равная единице в интервале времени от t_i до $t_i + t_{imp}$.

Введем следующее обозначение: $F_{SWi} = 1/(t_{i+1} - t_i)$ – текущая (i -я) частота управляющих импульсов. Дополнительным условием для выражения (8) является ограничение q , которое должно удовлетворять неравенству

$$\frac{1}{F_{SW0}} + \dots + \frac{1}{F_{SWi}} + \dots + \frac{1}{F_{SWq}} \leq \frac{1}{2f_{out}}. \quad (9)$$

Путем аппроксимации (8) с учетом (9) положительный полупериод синтезированного выходного напряжения может быть описан зависимостью

$$u_{out}(t) \approx U_{out} \sin 2\pi f_{out} t, \quad (10)$$

из которой следует, что выходное напряжение представляет собой синусоиду.

Синтез системы управления. Для сглаживания выходного напряжения используется выходной низкочастотный фильтр (НЧФ) $L_f C_f$. Для реализации полученного закона формирования управляющих воздействий может быть использована цифровая система. Структура РИНР формирования выходного синусоидального напряжения показана на рис. 2, где обозначено РП – резонансный преобразователь; НЧФ – низкочастотный фильтр. Поскольку частота переключения в предлагаемом РИНР используется для частотной модуляции, то должен быть указан диапазон частот. Максимальная частота коммутации может быть определена исходя из

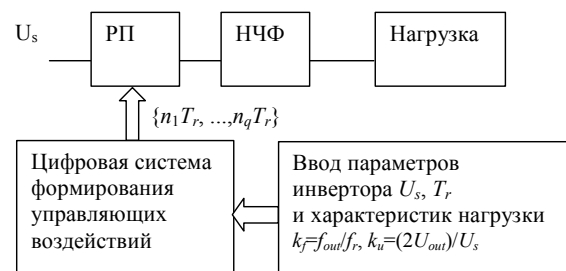


Рис.2

максимального выходного напряжения. Из выражения (2) получим $F_{SW} = \frac{2U_{out_max}}{U_s \cdot T_r}$. Мини-

мальная частота коммутации определяется исходя из минимального выходного напряжения. Предлагаемая система (рис. 2) на основе заданных параметров резонансного инвертора и характеристик выходного напряжения формирует последовательность управляющих импульсов, отпирающих силовые ключи в моменты времени $\{n_1 T_r, \dots, n_k T_r\}$ с длительностью $t_{imp} < T_r$.

Работа синтезированной системы была проверена с помощью имитационной модели, построенной в *MatLab* и показанной на рис. 3 а. Так как формирование выходного переменного напряжения с помощью резонансного инвертора (рис. 1) можно представить попеременной работой двух независимых резонансных преобразователей знакопостоянного напряжения, то в модели показана только часть РИНР, формирующая положительную полуволну выходного напряжения. Силовой контур включает источник постоянного напряжения, основной ключ *VTI*, индуктивность и емкость резонансного контура, параллельно конденсатору резонансного контура подключены шунтирующий диод и дополнительный ключ *VT3*, соединенные последовательно. Также параллельно им подключен выходной низкочастотный фильтр с нагрузкой. Последовательность управляющих импульсов задается с помощью переменной *S111*, представляющей двумерный массив.

Форма несущих импульсов в резонансном контуре преобразователя показана на рис. 3 б, а форма положительной полуволны выходного напряжения и моделированная последовательность управляющих импульсов – на рис. 3 в. Полученные характеристики выходного напряжения показывают возможность применения синтезированной системы управления при работе РИНР.

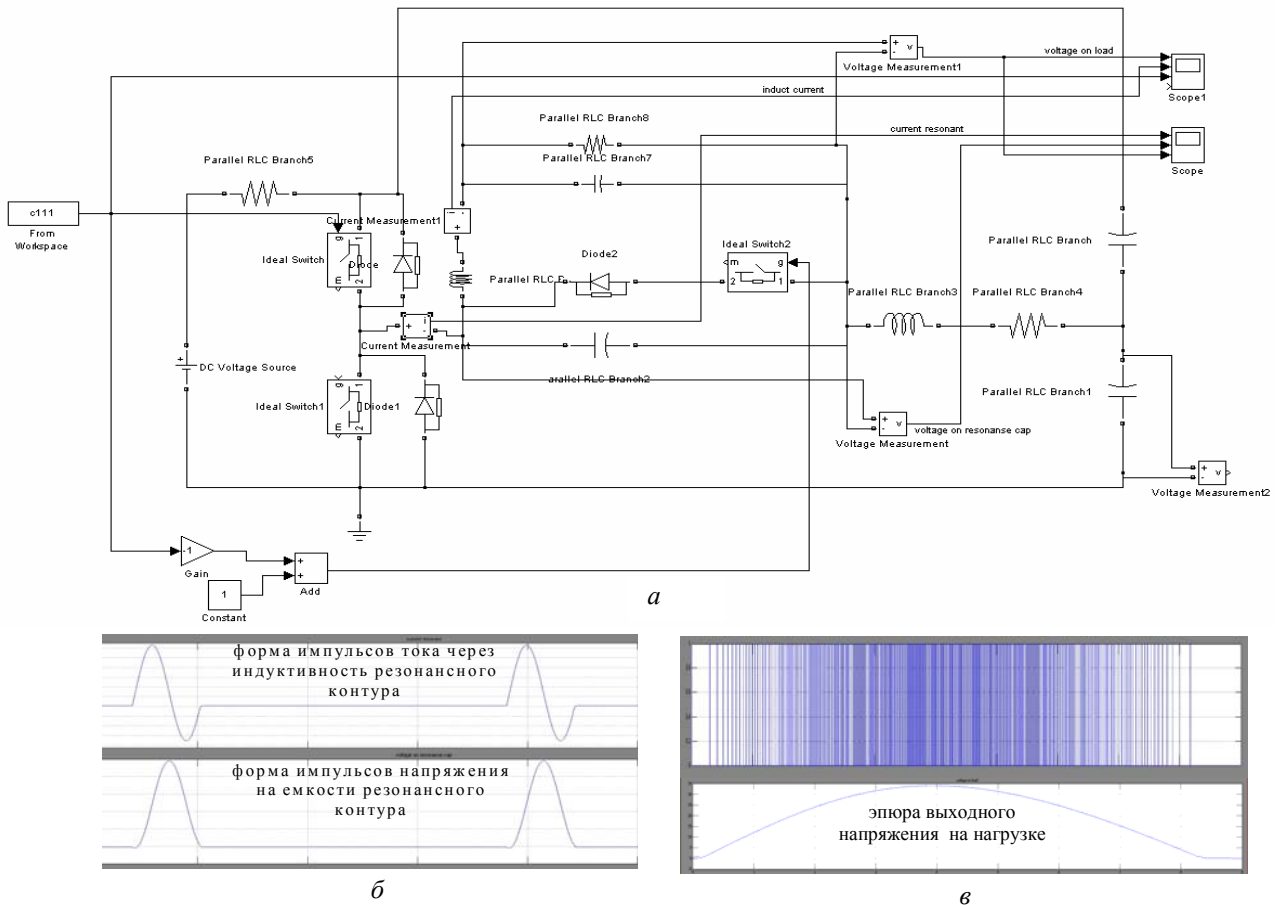


Рис. 3

Выводы. На основе полученных функционалов несущих импульсов и их взаимосвязи с желаемыми характеристиками выходного напряжения построен закон нелинейного управления резонансным инвертором, который позволяет сформировать требуемую форму напряжения на выходе без использования регулятора с обратной связью. Выражение закона имеет безразмерную форму, что обуславливает его универсальность для получения управляющей последовательности в резонансном инверторе предложенной структуры. Определена переключаящая функция, соответствующая полученному закону, который может быть реализован с помощью цифровой системы управления. Составлена имитационная модель РИНР для проверки предложенной системы управления, показывающая соответствие полученных характеристик выходного напряжения заданным. Таким образом, предложенная система управления может быть использована для построения преобразователей электроприводов.

1. Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование. – К.: МК-Пресс, 2007. – 288 с.
2. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М.: Техносфера, 2005. – 632.
3. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Винниченко И.Л. Моделирование резонансно-импульсного инвертора напряжения [Электронный ресурс] // Інновації в суднобудуванні та океанотехніці (Підсумки V Міжнар. наук.-техн. конф.), 2014. Режим доступу: <http://conference.nuos.edu.ua/catalog/lectureDetail;jsessionid=2ea02bbf77dc9b002e1cd0511378?lectureId=30783&conferenceId=26153&isProjectorView=false>
4. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Нікітіна О.В., Покровський М.В. Перетворювачі постійної напруги на основі резонансних інверторів. – Миколаїв: НУК, 2013. – 372 с.
5. Павлов Г.В., Обрубов А.В., Нікітіна Е.В., Щербинин Т.В. Сравнение характеристик резонансных преобразователей при различных способах регулирования с использованием имитационных моделей // Техн. електродинаміка. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність». – 2010. – Ч.1. – С. 97–102.
6. Steigerwald R.I. A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies // IEEE APEC. – 1987. – P. 135–144.

УДК 681.5

Г.В. Павлов, докт. техн. наук, **А.В. Обрубов**, канд. техн. наук, **І.Л. Вінниченко**

Інститут автоматики та електротехніки Національного університету кораблебудування ім. адм. Макарова, пр. Леніна, 3, м. Миколаїв, 54048, Україна

Нелінійне управління резонансним інвертором перетворювача частоти

Розглянуто роботу резонансного інвертора з нелінійним управлінням, що поєднує переваги імпульсного регулювання та можливість перемикає силові ключі при нульових рівнях струму та напруги. Отримано функціонали несучих імпульсів та їх взаємозв'язок з бажаними характеристиками вихідної напруги. Сформульовано закон формування послідовності управляючих імпульсів для нелінійного управління резонансним інвертором. Визначено переключаючу функцію, що відповідає отриманому закону. Проведено синтез нелінійної системи управління резонансним інвертором на основі використання цифрової системи. Побудовано імітаційну модель резонансного інвертора з нелінійним регулюванням для верифікації синтезованої системи управління, що показала відповідність отриманих характеристик вихідної напруги заданим. Бібл. 6, рис. 3.

Ключові слова: закон формування управляючих впливів, нелінійне управління, резонансний інвертор, синтез системи управління.

G.V. Pavlov, A.V. Obrubov, I.L. Vinnychenko

Institute of Automatics and Electrotechnics National University of Shipbuilding named by Admiral Makarov, Lenin pr., 3, Mykolaiv, 54048, Ukraine

Nonlinear control of the frequency converter's resonant inverter

Work of the resonant inverter with a nonlinear control, combining the advantages of pulse regulation and the ability to switch power switches at zero current and voltage states was examined. The functional of carrying pulses and its relationship with the desired characteristics of the output voltage were obtained. The law of the formation of the control pulses' sequence for controlling the nonlinear resonant inverter was formulated. The switching function, which corresponds to the formulated law, was defined. The synthesis of a nonlinear control system based on resonant inverter based on the digital system was conducted. The simulation model of the resonant inverter was designed for testing of the formulated control law, which showed correlation of the characteristics of the output voltage to the desired ones. References 6, figures 3.

Key words: the law of the control pulses' formation, nonlinear control, resonant inverter, synthesis of the control system.

Надійшла 26.05.2015

Received 26.05.2015

УДК 621.314.061

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ Г-ОБРАЗНЫХ СХЕМ ИНДУКТИВНО-ЕМКОСТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ CL-ВИДА ПО УСТАНОВЛЕННОЙ МОЩНОСТИ РЕАКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В.М. Спирин, докт. техн. наук, **В.П. Кабан**, канд. техн. наук, **В.Ю. Матвеев**, канд. техн. наук, **В.Н. Губаревич**, канд. техн. наук, **Ю.В. Маруня**, инж. I-й кат.

Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина
e-mail: lotox@ied.org.ua

Проведен сравнительный анализ Г-образных схем индуктивно-емкостных преобразователей CL-вида по установленной мощности реактивных элементов с учетом характера нагрузки. Даны рекомендации по применению схем в зависимости от емкостной или индуктивной реакции нагрузки. Библ. 6, таблица.

Ключевые слова: индуктивно-емкостные преобразователи, установленная мощность, реактивные элементы.

Расчет и сравнительный анализ индуктивно-емкостных преобразователей (ИЕП) на чисто активную нагрузку освещены в работе [1]. Как показано в работе [6], значения установленной мощности реактивных элементов схем ИЕП LC- и CL-видов значительно зависят от характера нагрузки. В связи с этим расчет схем Г-образных ИЕП CL-вида с учетом характера нагрузки был произведен в [5], но сравнительный анализ для таких схем по установленной мощности реактивных элементов, как одного из наиболее важных показателей, определяющих массогабариты и стоимость ИЕП, сделан не был. Поэтому для определения схемы с наименьшей установленной мощностью элементов в зависимости от характера нагрузки воспользуемся результатами, полученными в работе [5], используя допущения и обозначения, принятые в [4].

Абсолютное значение реактивной мощности элемента найдем как произведение квадрата модуля тока, протекающего через элемент, на его реактивное сопротивление. Для рассматриваемых схем эти выражения будут иметь следующий вид: