

РЕЗОНАНСНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ С ДОЗИРОВАННОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ ЭНЕРГИИ ДЛЯ НИЗКОВОЛЬТНЫХ СЕТЕЙ РАСПРЕДЕЛЕННОГО ПИТАНИЯ

Г.В. Павлов*, докт.техн.наук, А.В. Обрубов**, канд.техн.наук, И.Л. Винниченко
 Национальный университет кораблестроения им. адмирала Макарова,
 пр. Героев Сталинграда, 9, Николаев, 54001, Украина. e-mail: nil_sound@mail.ru, oscillon@rambler.ru

Сформулированы необходимые требования к главному питающему преобразователю низковольтных сетей постоянного тока. Исследованы электромагнитные процессы в силовой схеме последовательного резонансного преобразователя с дозированной передачей энергии и ограничением напряжения на резонансных емкостях, предназначенного для распределенного питания потребителей в низковольтных сетях. Получены расчетные формулы для определения внешних характеристик при различных рабочих частотах инвертора. Экспериментально с помощью имитационной модели получены внешние характеристики преобразователя. Даны рекомендации по формированию внешней характеристики преобразователя с постоянной выходной мощностью. Библ. 5, рис. 3.

Ключевые слова: резонансный преобразователь, внешняя характеристика, распределенное питание.

Системы распределенного питания низковольтных устройств постоянным напряжением порядка 5–36 В строятся на основе сетей со снижением напряжений от главного источника питания к потребителям [2, 4, 5]. Напряжения сетей (27, 48, 60, 72, 120 В) выбираются большими напряжений питания потребителей. Снижение и стабилизация напряжений потребителей реализуется с помощью локальных понижающих преобразователей.

Эксплуатация систем распределенного питания выявила проблемы, относящиеся к главному питающему преобразователю (ГПП): недостаточно надежная защита от коротких замыканий и большие пусковые токи, возникающие при подаче питания на потребителя через локальные преобразователи. Рассмотрим подробнее проблему пусковых токов на примере низковольтной сети на рис. 1, а. Здесь ГПП преобразует выпрямленное сетевым выпрямителем (СВ) напряжение высоковольтной сети (ВВС) в напряжение низковольтной сети (НВС), передаваемое через проводную линию к n локальным преобразователям напряжения (ЛПН1–ЛПН n) и подключенным к ним потребителям П1–П n . В качестве потребителей выступают датчики, исполнительные механизмы, видеокамеры, элементы систем сигнализации, освещения и т.д. ЛПН понижают напряжение линии до стабилизированного значения питания $U_{\text{п}}$ и совместно с потребителями в диапазоне напряжений $U_{\text{п}} \dots U_{\text{max}}$ их можно рассматривать как нагрузки с вольт-амперными характеристиками, близкими к кривым вида $ui = \text{const}$, как показано на рис. 1, б. Тогда при включении ГПП и нарастании напряжения линии будет наблюдаться скачок потребляемого тока от 0 до I_{st} с последующим снижением тока до номинального значения I_{nom} . Если еще учесть процессы запуска ЛПН и заряда емкостей потребителей, то перегрузка ГПП по току по сравнению с номинальным значением окажется еще большей.

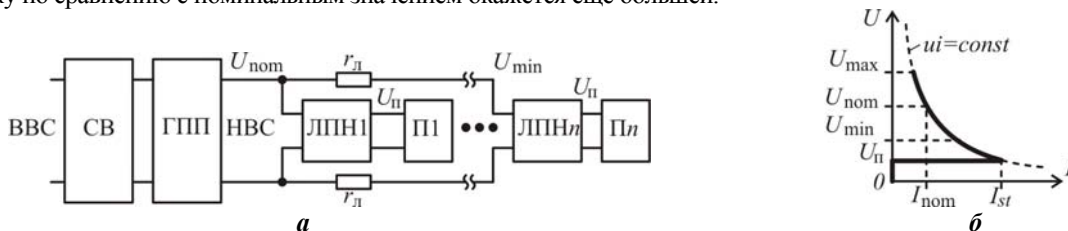


Рис. 1

Цель работы. Для решения указанных проблем была поставлена задача разработки ГПП с малым уровнем помех, способностью ограничивать перегрузки и с надежной защитой от коротких замыканий.

Эффективным техническим решением оказалось использование резонансного преобразователя с дозированной передачей энергии (схема силовой части – рис. 2, а). Этот преобразователь при низкой частоте преобразования работает в квазирезонансном режиме, а при относительно высокой частоте преобразования – в резонансном режиме. Инвертор на транзисторах $VT1$ и $VT2$ генерирует прямоугольное напряжение u_g с размахом, соответствующим напряжению питания U_s . Если напряжение нагрузки меньше половины напряжения питания $2U_q < U_s$, в цепи с резонансной индуктивностью L_r возникает стационарный переменный ток i . Частота работы инвертора устанавливается несколько меньше собственной частоты контура, образованного индуктивностью L_r и емкостями $C1$ и $C2$: $\omega_g < \omega_1$, где $\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - 1/4Q^2}$ – собственная частота контура, $\omega_0 = 1/\sqrt{L_r C_r}$ – частота идеального резонанса, $C_r = C1 + C2$ – резонансная емкость, $Q = \sqrt{L_r/C_r}/r$ – добротность контура, r – сопротивление потерь контура. Работа на частоте,

© Павлов Г.В., Обрубов А.В., Винниченко И.Л., 2016

*ORCID ID: <http://orcid.org/0000-0002-4937-1828/>; **<http://orcid.org/0000-0001-9667-1703/>

меньшей частоты контура, приводит к формированию дозированных импульсов тока контура, выпрямляемых мостом $VD3-VD6$ в цепи нагрузки $C_q R_q$. Дозирование энергии достигается за счет ограничения напряжения на резонансных емкостях $C1$ и $C2$ на уровне напряжения питания U_s с помощью дополнительных ограничительных диодов $VD1$ и $VD2$ и открывания следующего транзистора только после окончания предыдущего импульса тока контура. Импульс тока контура i на верхнем графике рис. 2, б разделен на две части. Сначала образуется часть синусоидальной полуволны, описываемая выражением $i_1(t) = ((U_s - U_q) / \rho) (\omega_0 / \omega_1) e^{-\lambda t} \sin(\omega_1 t)$, продолжающаяся до момента времени t_1 .

Здесь: $\rho = \sqrt{L/C}$ – волновое сопротивление контура, $\lambda = L/2r$ – фактор затухания. Напряжение u_v в точке соединения конденсаторов $C1$ и $C2$, отсчитываемое от минусового потенциала напряжения питания, меняется от нуля до значения $(U_s + U_{VD})$ по косинусоидальному закону. Здесь U_{VD} – прямое падение напряжения на диоде. Диод $VD1$ открывается в момент времени t_1 и шунтирует конденсатор $C1$, ограничивая рост напряжения на нем. Синусоидальная часть полуволны прекращается. Далее ток контура при $r \rightarrow 0$ практически линейно спадает до нуля со скоростью $\partial i / \partial t \approx -(U_q + 2U_{VD}) / L_r$ и прекращается в момент времени t_2 . Длительность включения каждого транзистора инвертора всегда равна, либо больше длительности импульса тока контура t_2 . Период коммутации $T = 2t_3$ выбирается несколько большим длительности импульса. Благодаря этому коммутация транзисторов происходит при нулевом токе.

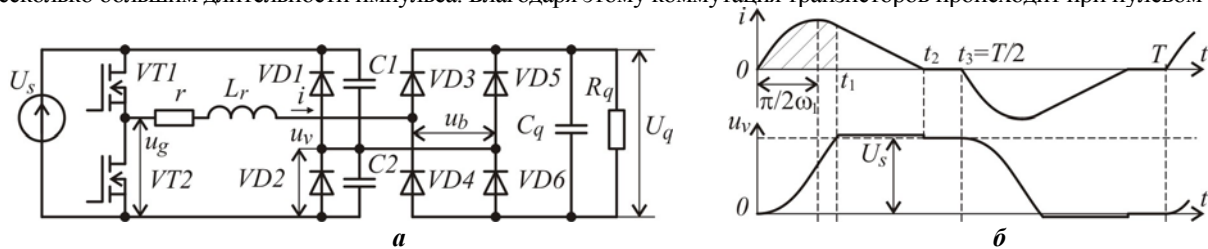


Рис. 2

Энергия, передаваемая в нагрузку с каждым импульсом тока, пропорциональна его среднему значению $I_q = (2/T) \left\{ \int_0^{t_1} i_1(t) dt + \int_0^{t_2-t_1} i_2(t) dt \right\}$, где вторая составляющая тока между моментами времени t_1 и t_2 описывается выражением $i_2(t) = i_2(0) e^{-rt/L} - ((U_q + 2U_{VD}) / r) (1 - e^{-rt/L})$. Начальный ток второй составляющей равен $i_2(0) = i_1(t_1)$. Момент открытия ограничительного диода можно найти из уравнения $\partial i_1 / \partial t|_{t=t_1} = -(U_q + 2U_{VD}) / L_r - i_1(t_1) r / L_r$ с известной приведенной выше зависимостью $i_1(t)$. Регулирование мощности осуществляется частотным способом с периодом коммутации $T = 1 / f_{reg}$, где $f_{reg} \leq 1 / t_2$ – регулируемая частота инвертора, либо времяимпульсным способом с периодом коммутации $T = 2(t_2 + t_{reg})$, где $t_{reg} = t_3 - t_2$ – регулируемая часть полупериода. Амплитуда тока контура зависит от напряжений питания и нагрузки $i_m = (U_s - U_q - U_{VD}) / \rho$, где $2U_q < U_s$, и при коротком замыкании выхода не превышает значения $i_m = (U_s - U_{VD}) / \rho$. Это позволяет осуществить естественное ограничение тока на безопасном уровне при уменьшении сопротивления нагрузки и коротком замыкании выхода. С помощью имитационной модели были исследованы электромагнитные процессы схемы и получены внешние статические характеристики (рис. 3) для значений резонансной индуктивности $L_r = 33$ мкГн, емкостей $C_{1,2} = 0,47$ мкФ (рис. 2, а), индуктивности трансформатора 1 мГн, напряжения питания $U_s = 190$ В и выходной емкости $C_q = 100$ мкФ.

Рабочие частоты были следующие. Для кривой 1 – частота 10 кГц, для кривой 2 – 25 кГц, 3 – 37,5 кГц, 4 – 50 кГц, 5 – 75 кГц. На относительно низких частотах имеют место вогнутые внутрь (кривая 1) и линейные (кривая 2) участки внешних характеристик. Преобразователь работает в квазирезонансном режиме с дозированной передачей энергии. На более высоких частотах, когда амплитуда колебаний напряжения на конденсаторах невелика и ограничительные диоды не открываются, внешние характеристики выпуклые и соответствуют внешним характеристикам последовательно-резонансного преобразователя [3]. Преобразователь при этом работает в резонансном режиме. Кривая 1 близка к линии вида $ui = const$ и соответствует вольт-амперной характеристике нагрузок с фиксированной потребляемой мощностью. Внешняя характеристика данного преобразователя должна проходить выше вольт-амперной характеристики его нагрузки. Смещение внешней характеристики при изменении напряжения питания должно компенсироваться частотным либо времяимпульсным регулированием, зависящим от напряжения питания. При сбросе нагрузки в резуль-

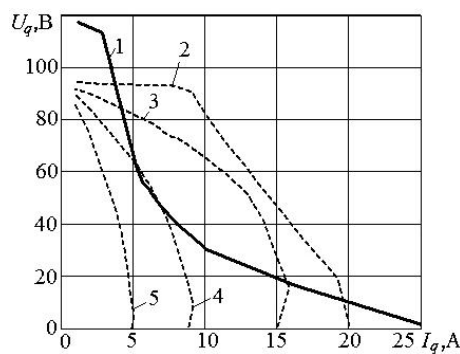


Рис. 3

тате авторегулирования может наступать режим прерывистой последовательности импульсов инвертора преобразователя. Если и это приводит к критическому повышению уровня помех, то на малой мощности вместо снижения частоты следует переходить к широтному регулированию с сохранением непрерывного режима генерирования импульсов инвертора.

Выводы. Задача снижения генерируемых помех, предотвращения перегрузок и защиты от короткого замыкания выхода была решена с помощью резонансного преобразователя с дозированной передачей энергии. Данный преобразователь в непрерывном режиме генерирования импульсов создает меньше высокочастотных помех по сравнению с ШИМ-преобразователями благодаря коммутации вентилей в нуле тока [1,3]. Внешняя характеристика преобразователя обеспечивает высокое быстродействие ограничения выходной мощности и согласуется с задачей питания потребителей через дополнительные преобразователи мощности. Амплитуда тока контура не возрастает выше определенного значения, поскольку амплитуда колебаний напряжения на конденсаторах ограничена напряжением питания.

1. *Горюшин Н.Н.* Анализ эффективности использования резонансных режимов в импульсных высокочастотных преобразователях напряжения // Вестник СибГАУ. – 2009. – №1-2. – С. 32-37.
2. *Лукин А.В.* Распределенные системы электропитания. [Э. – Режим доступа: <http://www.mmp-irbis.ru/content/files/Rasp1.pdf>
3. *Павлов Г.В., Обрубов А.В., Винниченко И.Л.* Метод обобщенного анализа стационарных процессов резонансных преобразователей [электронный ресурс] / Вісник НУК. – 2014. – Вип. 3. Режим доступа: <http://evn.nuos.edu.ua/article/view/48925/45153>
4. *Charles H. Small.* Distributed Power Takes Center Stage / EDN. – April 28, 1994. – Pp. 54-64.
5. *Goodenough F.* 100-W Converters Forge Practical Modular Power // Electronic Design. – 1990. – No 2. – Vol. 38. – Pp. 29-32.

УДК 621.314.5

РЕЗОНАНСНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ З ДОЗОВАНОЮ ПЕРЕДАЧЕЮ ЕНЕРГІЇ ДЛЯ НИЗЬКОВОЛЬТНИХ МЕРЕЖ РОЗПОДІЛЕНОГО ЖИВЛЕННЯ

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

Національний університет кораблебудування ім. адмірала Макарова,

пр. Героїв Сталінграду, 9, Миколаїв, 54001, Україна. e-mail: nil_sound@mail.ru, oscillon@rambler.ru

Сформульовано необхідні вимоги до головного перетворювача живлення низьковольтних мереж постійного струму. Досліджено електромагнітні процеси у силовій схемі послідовно-резонансного перетворювача з дозованою передачею енергії та обмеженням напруги на резонансних ємностях, призначеного для розподіленого живлення в низьковольтних мережах. Отримано розрахункові формули для визначення зовнішніх характеристик при різних робочих частотах інвертора. Експериментально за допомогою імітаційної моделі отримано зовнішні характеристики перетворювача. Представлено рекомендації щодо формування зовнішньої характеристики перетворювача з постійною вихідною потужністю. Бібл. 5, рис. 3.

Ключові слова: резонансний перетворювач, зовнішня характеристика, розподілене живлення.

RESONANT CONVERTERS WITH THE DOSED TRANSFER OF ENERGY FOR LOW-VOLTAGE POWER DISTRIBUTION NETWORKS

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

Admiral Makarov National University of Shipbuilding,

pr. Geroev Stalingrada, 9, Nikolaev, 54001, Ukraine. e-mail: nil_sound@mail.ru, oscillon@rambler.ru

A necessary requirement for the main driving a low-voltage DC power converter networks. The electromagnetic processes in the power circuit of series resonant converter with a dosage of energy transmission and limitation of the voltage on the resonance containers designed for distributed power consumers in the low-voltage networks. The calculating formulas for determining external characteristics at different operating frequencies of the inverter. Experiments using a simulation model of the external characteristics of the converter obtained. The recommendations for the formation of an external inverter characteristics with constant power. References 5, figures 3.

Keywords: resonant converter external characteristic, distributed supply.

1. *Goryashin N.N.* Analysis of the effectiveness of using the resonant modes in pulsed high-voltage converters // Vestnik SibSAU. – 2009. – No 1-2. – Pp. 32-37. (Rus)
2. *Lukin A.V.* Distributed power supply system. Available at: <http://www.mmp-irbis.ru/content/files/Rasp1.pdf>. (Rus)
3. *Pavlov G.V., Obrubov A.V., Vinnichenko I.L.* Method generalized analysis of stationary processes of resonant converters. Available at: <http://evn.nuos.edu.ua/article/view/48925/45153>. (Rus)
4. *Charles H. Small.* Distributed Power Takes Center Stage / EDN. – April 28, 1994. – Pp. 54-64.
5. *Goodenough F.* 100-W Converters Forge Practical Modular Power // Electronic Design. – 1990. – No 2. – Vol. 38. – Pp. 29-32.

Надійшла 03.02.2016
Остаточний варіант 21.04.2016