

П. А. Будко, д-р техн. наук, проф., Budko-62@mail.ru,
 ПАО "Интелтех", г. Санкт-Петербург,
 А. П. Веселовский, канд. техн. наук, доц., A_Veselovskiy@mail.ru,
 А. М. Винограденко, канд. техн. наук, доц., Vinogadenko.a@inbox.ru,
 Л. И. Косарева, канд. физ.-мат. наук, доц., Kosareva_LI@mail.ru,
 Военная академия связи им. С. М. Буденного, г. Санкт-Петербург

Регулирование напряжения в преобразователях высокочастотными импульсами с изменяющейся скважностью

Приведен анализ способов регулирования напряжения. Показаны способ получения регулируемого переменного напряжения и устройство, его реализующее, которое позволяет достичь существенного сокращения массогабаритных показателей блоков питания различных устройств. Представлена функциональная схема электронного преобразователя. Выполнение принципиальной схемы возможно на основе способа модулирования выходного напряжения высокочастотными импульсами с изменяющейся скважностью средствами импульсной электроники. Приведены формулы для расчета гармонических составляющих ряда Фурье при произвольном представлении модулируемой кривой последовательностью импульсов. В ходе исследований получены графики первых пяти гармоник и постоянной составляющей, а также кривой сложения этих гармоник, форма которой при скважности, равной двум (пропорциональна исходной кривой и близка к синусоиде), подтверждает правильность расчетов. Также представлены регулировочная кривая среднего значения напряжения двухполупериодного однофазного выпрямителя в зависимости от скважности импульсов и огибающие амплитуд гармоник, начальных фаз гармоник в зависимости от их номера. Устранение высокочастотных составляющих требует установки соответствующих фильтров. Определено: чем выше частота модуляции, тем легче устранение гармоник, составляющих спектр на выходе преобразователя. Отмечается уменьшение фазового угла с нарастанием гармоник до десятой, а затем — снова увеличение и спад до тридцатой гармоники. Нулевые уровни начальных фаз наблюдаются при максимальных значениях амплитуд. Разработанное устройство относится к преобразователям переменного напряжения в переменное AC—AC, однако подобное преобразование может быть использовано в устройствах для получения переменного напряжения из постоянного DC—AC и других в электро- и радиотехнике.

Ключевые слова: электронный преобразователь, модуляция, высокочастотные импульсы, разложение в ряд Фурье

Введение

Изменение действующего значения переменного напряжения опирается на использование ряда классических способов регулирования напряжения [1—13]. Так, возможно регулирование выходного напряжения с помощью электрического автотрансформатора, недостатком которого является наличие гальванической связи между выходом и входом, а также значительные массогабаритные показатели, превышающие электронный вариант в 2...4 раза.

В широтно-импульсном способе (ШИМ — широтно-импульсная модуляция) регулирование переменного напряжения имеет недостаток, заключающийся в том, что часть синусоиды переменного напряжения исключается из работы, что приводит к появлению высокочастотных гармоник.

В случае модуляции синусоидальной или другой формы напряжения модулирующими импульсами может изменяться его среднее или действующее значение [1—3].

При ШИМ формирование кривой выходного напряжения может быть определено последовательностью импульсов разной длительности и полярности. Длительность составляющих импульсов изменяется таким образом, что их среднее значение должно изменяться по заданному закону.

В работе [3] приведены формулы разложения в ряд Фурье синусоидальной кривой напряжения, составленной из четырех импульсов одинаковой длительности λ на полупериоде кривой выходного напряжения (рис. 1) с учетом, что угол β_i является центром составляющих импульсов:

$$\begin{aligned}
 U_{n(n) \max} &= \\
 &= \frac{4E}{n\pi} \left(\cos n\beta_1 \cos n\frac{\lambda}{2} - \sin n\beta_1 \sin n\frac{\lambda}{2} + \right. \\
 &\quad \left. + \cos n\beta_2 \cos n\frac{\lambda}{2} - \sin n\beta_2 \sin n\frac{\lambda}{2} \right) = \\
 &= \frac{8E}{n\pi} (\sin n\beta_1 + \sin n\beta_2) \sin n\frac{\lambda}{2}.
 \end{aligned} \tag{1}$$

В общем случае при n однополярных импульсах на полупериоде кривой выходного напряжения амплитуду n -й гармоники находят из выражения

$$U_{n(n)\max} = \frac{8E_d}{n\pi} \sin n \frac{\lambda}{2} \sum_{k=1}^m \sin n\beta_k, \quad (2)$$

где $k = 1, 2, 3, \dots, m$.

Приравнявая к нулю выражение, стоящее под знаком суммы (2), находят углы β , соответствующие центрам составляющих импульсов, при которых исключаются наиболее весомые гармоники [3].

Возможность регулирования и трансформации напряжения без изменения его формы заключается в модулировании напряжения высокочастотными импульсами с изменяющейся скважностью [4, 5]. В результате действующее значение напряжения $U_{\text{вых}}$ на выходе трансформатора оценивается как

$$U_{\text{вых}} = 0,707 U_{\text{вх max}} / kQ, \quad (3)$$

где $U_{\text{вых}}$ — выходное действующее значение напряжения; $U_{\text{вх max}}$ — входное максимальное значение напряжения; Q — скважность модулирующих импульсов; k — коэффициент трансформации.

Целью статьи является исследование возможности регулирования выходного напряжения в электронных преобразователях переменного и постоянного напряжения (DC—DC, DC—AC, AC—AC) при модулировании высокочастотными импульсами с изменяющейся скважностью.

Способ получения регулируемого переменного напряжения

В предлагаемом способе формирования переменного напряжения вначале формируют высокочастотные импульсы управления силовыми ключевыми элементами, например, *IJBТ* транзисторами, для замещения формы входного напряжения $U_{\text{вх}}$ высокочастотными составляющими (рис. 2). При этом происходит

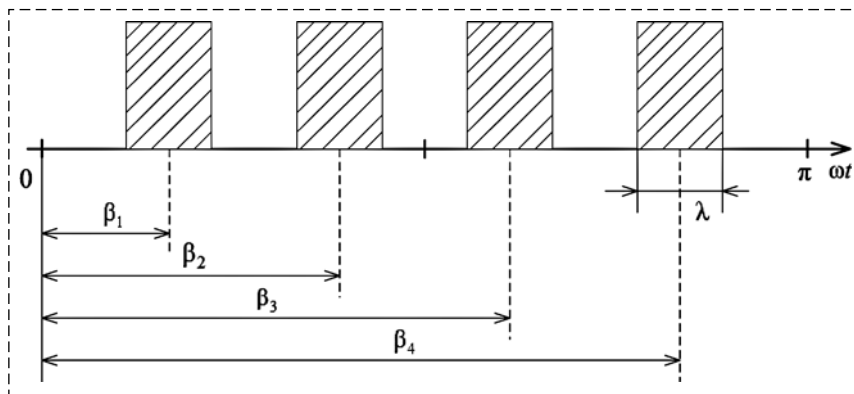


Рис. 1. Составляющие полуволны синусоидальной кривой из четырех импульсов

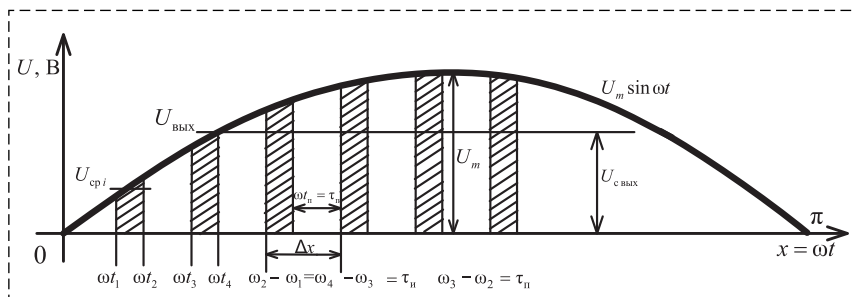


Рис. 2. Полусинусоидальная кривая, замещенная десятью импульсами со скважностью $Q = 2$

коммутация силовых ключей, а полученные импульсы высокой частоты сглаживают, инвертируют и затем трансформируют. Огибающая трансформированного напряжения $U_{\text{вых}}$ соответствует форме $U_{\text{вх}}$.

Реализация способа получения регулируемого переменного напряжения

В статье описывается устройство, называемое далее электронным преобразователем (ЭП), на основе представленного выше способа получения регулируемого переменного напряжения средствами импульсной электроники. Учитывая различное схемное исполнение с применением транзисторов, тиристоров и других ключевых элементов, в статье приводится только функциональная схема устройства.

ЭП по свойствам близок к электрическому регулируемому трансформатору или лабораторному автотрансформатору (ЛАТР), но с гальванической развязкой обмоток, имеющему возможность работы в широком диапазоне частот с сохранением формы входного напряжения и лучшие массогабаритные показатели. Частоты питающих напряжений могут изменяться от единиц герц до нескольких килогерц.

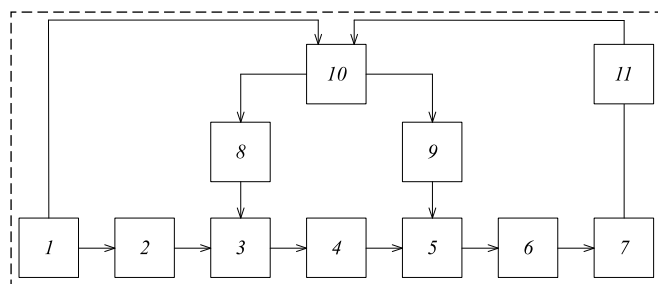


Рис. 3. Функциональная схема ЭП

Поставленная цель достигается тем, что в известное устройство (рис. 3), содержащее источник 1 переменного тока, выпрямитель 2, высокочастотный ключ 3 и нагрузку 7, дополнительно введены фильтр-ограничитель коммутационных напряжений 4, инвертор 5, трансформатор 6, блоки управления 8 и 9 соответственно ключом 3 и инвертором 5, контроллер 10, блок обратной связи 11.

ЭП, содержащий в силовой цепи источник питания переменного тока 1 (рис. 3) с заданными исходными значениями напряжения и частоты тока, в целях регулирования выходного напряжения без изменения его формы также оснащен ключом 3, включенным между выпрямителем 2 и фильтром-ограничителем 4 коммутационных напряжений, а также инвертором 5, включенным между фильтром-ограничителем коммутационных напряжений 4 и трансформатором 6.

Кроме того, в функциональной схеме в целях управления высокочастотным ключом 3 введен генератор 8, частота и скважность импульсов которого пропорциональны выходному напряжению на нагрузке 7.

Источник переменного тока 1 предназначен для электропитания нагрузки 7. Выпрямитель 2 преобразует переменное напряжение в постоянное; высокочастотный ключ 3 предназначен для модуляции выходного напряжения выпрямителя высокочастотными импульсами, фильтр-ограничитель 4 коммутационных напряжений — для ограничения значений коммутационных напряжений при выключении ключа, инвертор 5 — для получения переменного напряжения соответствующей частоты на выходе устройства; трансформатор 6 трансформирует сглаженные высокочастотные импульсы с коэффициентом трансформации, необходимым для получения заданного напряжения на выходе. Нагрузка 7 предназначена для любого устройства, осуществляющего

работу на переменном токе; блок 8 управления ключом 3 предназначен для формирования высокочастотных импульсов с заданной частотой и скважностью. Блок управления 9 инвертором 5 формирует частоту выходного напряжения, соответствующую заданному. Контроллер 10 задает частотные параметры для блоков управления ключом и инвертором. Блок обратной связи 11 формирует сигналы для коррекции параметров выходного напряжения для задания необходимых выходных режимов (частота, напряжение).

Устройство работает следующим образом: при подаче напряжения на выпрямитель 2 включается контроллер 10; от контроллера 10 импульсы поступают на блок управления 8 ключом 3 с частотой 10...50 кГц и блок 9 управления инвертором 5 с частотой питающего напряжения или иной частотой; высокочастотный ключ 3 формирует напряжение в виде, представленном на рис. 1; в связи с тем, что скорость изменения (спада, нарастания) напряжения и силы тока на выходе ключа 3 — высокие, устанавливается ограничитель коммутационных напряжений 4.

Действующее значение напряжения на выходе трансформатора 6 зависит от скважности импульсов [5—7].

Синхронизация работы инвертора 5 осуществляется блоком управления 9, связанного с контроллером 10 в соответствии с частотой тока в нагрузке 7.

Стабилизация напряжения на нагрузке осуществляется подачей сигнала через блок 11 обратной связи на контроллер 10, изменяющий скважность импульсов, формируемых высокочастотным ключом 3.

Принцип регулирования выходного напряжения ЭП основан на модуляции высокочастотными импульсами с изменяющейся скважностью. Среднее значение выходного напряжения может быть оценено на каждом промежутке $\omega t_2 - \omega t_1$ (см. рис. 2) из выражения

$$U_{\text{ср}} = \frac{U_{\text{max}}(\sin \omega t_2 - \sin \omega t_1)}{2}. \quad (4)$$

Для пояснения принципа регулирования, показанного на рис. 2, введены обозначения, где $t_{\text{и}}$ — время длительности импульса, $t_{\text{п}}$ — время паузы, $U_m \sin \omega t$ — огибающая частотно-модулирующих импульсов с амплитудой U_m , $x = \omega t$ — переменная текущая координата.

Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ представляет сумму напряжений $U_{\text{ср } i}$, отнесенных к числу n участков:

$$U_{\text{вых}} = \frac{\sum_{i=1}^n U_{\text{ср } i}}{n},$$

что соответствует оценке (3).

Представленное устройство относится к преобразователям переменного напряжения в переменное АС—АС. Однако подобное преобразование может быть использовано в устройствах для получения переменного напряжения из постоянного ДС—АС и других в электро- и радиотехнике. Устройство также может эффективно использоваться в регуляторах переменного напряжения со сниженными массогабаритными показателями на 30...50 % из-за устранения механических узлов.

Расчет гармонических составляющих ряда Фурье для произвольного разбиения модулируемой кривой

Аналитическое выражение для последовательности импульсов, представленных на рис. 2, где интервал Δx соответствует сумме длительностей импульса $\omega t_{\text{и}} = \omega t_2 - \omega t_1$ и паузы $\omega t_{\text{п}} = \omega t_3 - \omega t_2$, которые для краткости обозначены $\tau_{\text{и}}$ и $\tau_{\text{п}}$ соответственно:

$$\Delta x = \omega t_{\text{и}} + \omega t_{\text{п}} = \tau_{\text{и}} + \tau_{\text{п}}.$$

Если период функции $T = \pi$ разбить точками x_k , где $k = 0, 1, 2, \dots, m$, на m одинаковых Δx интервалов, то $\Delta x = \frac{\pi}{m}$.

Так как скважность Q импульсов определяется формулой

$$Q = \frac{\tau_{\text{и}} + \tau_{\text{п}}}{\tau_{\text{и}}} = \frac{\pi}{m \tau_{\text{и}}}, \quad (5)$$

то длительность $\tau_{\text{и}}$ импульса получим из (5)

$$\text{как } \tau_{\text{и}} = \frac{\pi}{mQ}.$$

Точки разбиения x_k на осевой $\omega t = x$ задаются выражением

$$x_k = \Delta x k = \frac{\pi k}{m}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, m-1, m. \quad (6)$$

Функция напряжения $u(\omega t) = u(x)$ — кусочно-непрерывная и описывается с учетом принятых обозначений следующим выражением:

$$f(x) = u(\omega t) = u(x)$$

или

$$f(x) = \frac{u(x)}{U_m} = \frac{u(\omega t)}{U_m} = \begin{cases} \sin x, & x \in \bigcup_{k=1}^m [x_k - \tau_{\text{и}}, x_k], \\ 0, & x \in \bigcup_{k=0}^{m-1} (x_k, x_{k+1} - \tau_{\text{и}}). \end{cases} \quad (7)$$

Так как функция $f(x)$ (7) является кусочно-непрерывной на участке $[0, \pi]$, ее разложение в ряд Фурье описывается выражением

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos 2nx + b_n \sin 2nx, \quad (8)$$

где коэффициенты a_n , b_n и a_0 могут быть вычислены из формул

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(x) \cos 2nxdx = \\ &= \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^m \int_{x_k - \tau_{\text{и}}}^{x_k} \sin x \cos 2nxdx; \quad n = 0, 1, 2, \dots; \\ b_n &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(x) \sin 2nxdx = \\ &= \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^m \int_{x_k - \tau_{\text{и}}}^{x_k} \sin x \sin 2nxdx; \quad n = 1, 2, 3, \dots \end{aligned} \quad (9)$$

В результате проведенных упрощений получаем выражения для коэффициентов Фурье (a_0 , a_n и b_n):

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{2 \sin \frac{\pi}{2mQ}}{\pi \sin \frac{\pi}{2m}} \cos \frac{\pi(Q-1)}{2mQ}; \\ a_n &= \frac{2}{\pi} \left[\frac{\sin \frac{\pi(2n+1)}{2mQ} \cos \frac{\pi(2n+1)(Q-1)}{2mQ}}{(2n+1) \sin \frac{\pi(2n+1)}{2m}} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{\sin \frac{\pi(2n-1)}{2mQ} \cos \frac{\pi(2n-1)(Q-1)}{2mQ}}{(2n-1) \sin \frac{\pi(2n-1)}{2m}} \right]; \end{aligned}$$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \left(\frac{\sin \frac{\pi(2n+1)}{2mQ} \sin \frac{\pi(2n+1)(Q-1)}{2mQ}}{(2n+1) \sin \frac{\pi(2n+1)}{2m}} - \frac{\sin \frac{\pi(2n-1)}{2mQ} \sin \frac{\pi(2n-1)(Q-1)}{2mQ}}{(2n-1) \sin \frac{\pi(2n-1)}{2m}} \right) \quad (10)$$

Проведен расчет гармонических составляющих ряда Фурье для следующих значений параметров: $Q = 2$, $m = 10$. На рис. 4 представлены графики: 1, 2, 3, 4, 5 — 1-я, 2-я, 3-я, 4-я, 5-я гармоники разложения; 6 — постоянная составляющая модулированной синусоидальной кривой; 7 — суммарная кривая пяти гармоник и постоянной составляющей; 8 — синусоидальная кривая, модулированная высокочастотными импульсами со скважностью $Q = 2$.

Приведенная суммарная кривая 7 близка по форме к исходной модулируемой кривой 8, а ее амплитуда при скважности $Q = 2$ вдвое меньше исходной, что и требовалось получить.

Регулировочная кривая $U_{cp} = f(Q)$ среднего значения напряжения, представленная на рис. 5, показывает изменение значения постоянной составляющей от скважности Q . Так, в случае отсутствия пауз, т. е. $Q = 1$, среднее значение напряжения соответствует 0,63, а при $Q = 2$ — 0,315. С дальнейшим ростом Q , например $Q = 6,65$, среднее значение U_{cp} уменьшается до 0,1 от амплитуды $U_{вх. \max} = 1$ для двухполупериодного однофазного выпрямителя.

На рис. 6 представлена огибающая амплитудных значений $U_{i \max}$ гармоник при модулировании десятью импульсами со скважностью $Q = 2$. Следует отметить, что наибольшая составляющая частотного спектра кратна частоте разбиений огибающей (в данном случае $\sin \omega t$ разбит на $m = 10$ интервалов с $Q = 2$). Устранение высокочастотных составляющих требует установки соответствующих фильтров. Чем выше частота модуляции, тем легче устранение гармоник, составляющих спектр на выходе преобразователя.

На огибающей гармоник начальных фаз (рис. 7) отмечается уменьшение фазового угла с нарастанием гармоник до десятой, а затем — снова увеличение и спад до 30-й гармоники. Нулевые уровни начальных фаз наблюдаются при максимальных значениях амплитуд, т. е. при 10-, 30-, 50-й гармониках.

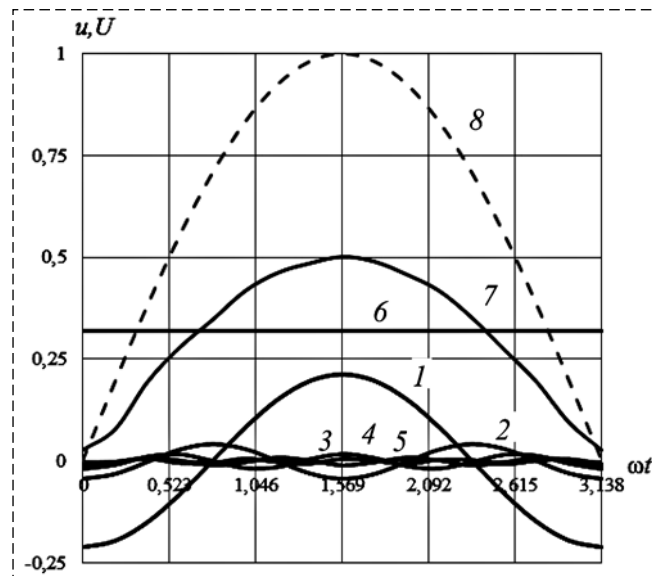


Рис. 4. Кривые разложения модулированной синусоидальной кривой в гармонический ряд и постоянную составляющую

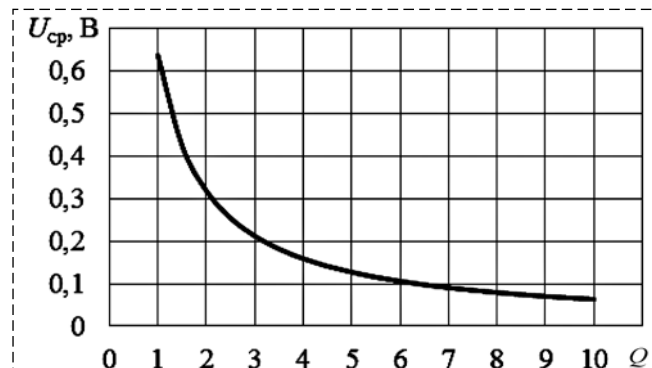


Рис. 5. Регулировочная кривая среднего значения напряжения двухполупериодного однофазного выпрямителя в зависимости от скважности импульсов

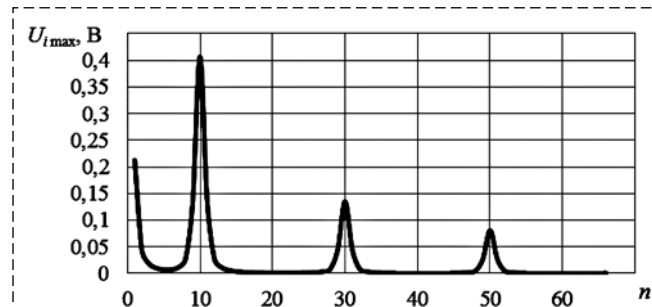


Рис. 6. Огибающая амплитудных значений гармоник при $Q = 2$ и $m = 10$

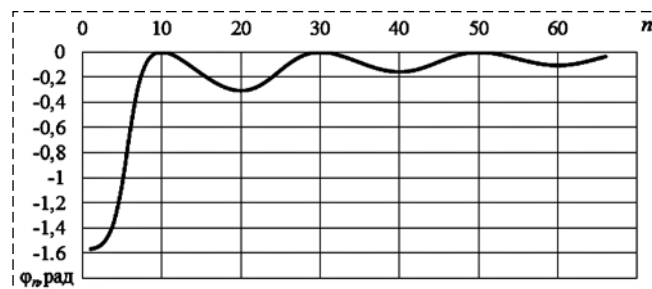


Рис. 7. Огибающая гармоник начальных фаз

Заключение

В результате исследований представлен способ получения регулируемого переменного напряжения при модулировании высокочастотными импульсами с изменяющейся скважностью. Приведены формулы для расчета гармонических составляющих ряда Фурье при модулировании синусоидальной кривой. Представлены графики первых пяти гармоник и постоянной составляющей, а также кривой их сложения при скважности, равной двум. Отмечается неизменность формы выходного напряжения с одновременным изменением его действующего значения.

Разработано устройство, реализующее способ получения регулируемого переменного напряжения, которое позволяет достичь существенного сокращения массогабаритных показателей блоков питания различных устройств благодаря устранению механических узлов. Устройство относится к преобразователям переменного напряжения в переменное АС—АС, однако подобное преобразование может также быть использовано в устройствах для получения переменного напряжения из постоянного DC—АС и в других устройствах электро- и радиотехники.

Список литературы

1. **Иванов И. И., Соловьев Г. И., Равдоник В. С.** Электротехника: учебник. СПб.: Лань, 2003. 496 с.

2. **Розанов Ю. К., Соколова Е. М.** Электронные устройства электромеханических систем: учеб. пособие для студентов вузов. М.: Академия. 2004. 272 с.

3. **Попков О. З.** Основы преобразовательной техники: учеб. пособие для вузов. М.: МЭИ, 2007. 200 с.

4. **Колосов В. А.** Электропитание стационарной радиоэлектронной аппаратуры. М.: Радио и связь, 1992. 272 с.

5. **Будко П. А., Бурьянов О. Н., Винограденко А. М., Веселовский А. П.** Особенности систем управления вентиляционных преобразователей // Проблемы технического обеспечения войск в современных условиях: тезисы докладов II межвузовской НПК (Санкт-Петербург, Военная академия связи, 2017 г.). Санкт-Петербург. 2017. С. 150—154.

6. **Баринов М. А., Будко П. А., Винограденко А. М., Морозов Р. В., Бурлаков А. А.** Электропитание устройств и систем телекоммуникаций: учебник для курсантов вузов связи. СПб.: ВАС, 2016. 470 с.

7. **Будко П. А., Винограденко А. М., Веселовский А. П., Косарева Л. И.** Реализация способа преобразования переменного напряжения // Проблемы технического обеспечения войск в современных условиях: тезисы докладов III межвузовской НПК (Санкт-Петербург, Военная академия связи, 2018 г.). Санкт-Петербург. 2018. С. 172—176.

8. **Лукутин Б. В., Обухов С. Г., Плотиников И. А.** Силовые преобразователи в электроснабжении: учеб. пособие. Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2014. 150 с.

9. **Гельман М. В., Гельман М. М., Преображенский К. А.** Преобразовательная техника: учеб. пособие. Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2009. 425 с.

10. **Abraham L., Neumann K., Koppelman F.** Wechselrichter für Drehzahlsteuerung von Kfz-Glaufermotoren. AEG—Mitt., 1964. N. 2. P. 89—106.

11. **Volkov A. G.** Mathematical model of AC-AC converter without passive elements in DC-link // Source of the Document International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2014). 2014. P. 403—407.

12. **Cheng K. W. E.** Comparative Study of AC/DC Power Converters for More Electric Aircraft // Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives. 1998. P. 299—304.

13. **Maresh A. Patel, Ankit R. Patel, Dhaval R. Vyas and Ketul M. Patel.** Use of PWM Techniques for Power Quality Improvement // International Journal of Recent Trends in Engineering. 2009. Vol. 1, N. 4. P. 99—102.

Regulation of Tension in Converters High-Frequency Impulses with the Changing Porosity

P. A. Budko, budko62@mail.ru,

Saint Petersburg, 197342, PJSC "Inteltech",

A. M. Vinogradenko, vinogradenko.a@inbox.ru, **A. P. Veselovsky**, A_Veselovskiy@mail.ru,

L. I. Kosareva, Kosareva_LI@mail.ru,

Saint Petersburg, 194064, Military Academy of Communication

Corresponding author: Budko Pavel A., D. Sc. s, Professor, Scientific secretary, Saint Petersburg, 197342, PJSC "Inteltech", e-mail: budko62@mail.ru

Accepted on April 22, 2018

The analysis of ways of regulation of tension is provided in article. The way of obtaining adjustable alternating voltage is shown. The device — the electronic converter, realizing such way means of the pulse equipment, allowing to reach essential reduction of mass-dimensional indicators of power supply units of various devices thanks to elimination of mechanical

knots is described. The electronic converter on properties is close to the electric adjustable transformer, but to a galvanic outcome of windings, the entrance tension having a possibility of work in the wide range of frequencies with preservation of a form. The function chart of the electronic converter and an order of his work are submitted. Implementation of the schematic diagram is possible on the basis of a way of modulation of output tension high-frequency impulses with the changing porosity means of pulse electronics. Implementation of the schematic diagram is possible on the basis of a way of modulation of output tension high-frequency impulses with the changing porosity means of pulse electronics. Formulas for calculation of harmonious components of a number of Fourier at any representation are given by the modulated curve sequence of impulses and also calculation for various values of porosity is carried out. During the researches schedules of the first five harmonicas and a constant component and also a curve of addition of these harmonicas which form at the porosity equal to two, validates calculations are received. Are also presented an adjusting curve of average value of tension of the two-half-period single-phase rectifier depending on porosity of impulses and bending around amplitudes of harmonicas, initial phases of harmonicas, depending on their number. Elimination of high-frequency components demands installation of the corresponding filters. The modulation frequency is higher — the elimination of the harmonicas making a range at the converter exit is easier. Reduction of a phase corner with increase of harmonicas to the tenth, and then — again increase and recession up to the thirtieth harmonica is noted. Zero levels of initial phases are observed at the maximum values of amplitudes. The developed device belongs to converters of alternating voltage in variable the AC—AC, however similar transformation can be used in devices for obtaining alternating voltage from constant DC—AC and others in electro- and radio engineering.

Keywords: alternating voltage, electronic converter, pulse-frequency modulation, high-frequency impulses, Fourier-series expansion

For citation:

Budko P. A., Vinogradenko A. M., Veselovsky A. P., Kosareva L. I. Regulation of Tension in Converters High-Frequency Impulses with the Changing Porosity, *Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie*, 2018, vol. 19, no. 8, pp. 516—522.

DOI: 10.17587/mau.19.516-522

References

1. **Ivanov I. I., Solov'ev G. I., Ravdonik V. S.** *Elektrotehnika* (Electrical equipment), St. Petersburg, Lan', 2003, 496 p. (in Russian).
2. **Rozanov Y. K., Sokolova E. M.** *Elektronnie ustroystva elektro-mekhanicheskikh system* (Electronic devices of electromechanical systems), Moscow, Academy Publ., 2004, 272 p. (in Russian).
3. **Popkov O. Z.** *Osnovi preobrazovatel'noy tekhniki* (Bases of the converting equipment), Moscow, Publishing house MPI, 2007, 200 p. (in Russian).
4. **Kolosov V. A.** *Elektropitanie statsionarnoy radioelektronnoy apparatury* (Power supply of the stationary radio-electronic equipment), Moscow, Radio i Svyaz, 1992, 272 p. (in Russian).
5. **Budko P. A., Vinogradenko A. M., Buryanov O. N., Veselovsky A. P.** Features of control systems of valve converters. *Problemy tekhnicheskogo obespecheniya voysk v sovremennykh usloviyakh. Tesisy dokladov II Mezhvuzovskoy nauchno-pakticheskoy konferentsii* (Problems of technical providing troops in modern conditions. Theses of reports of the II Interuniversity scientific and practical conference), St. Petersburg, 2017, pp. 150—154. (in Russian).
6. **Barinov M. A., Budko P. A., Vinogradenko A. M., Morozov R. V., Burlakov A. A.** *Elektropitanie ustroystv i system tele-*
7. **Budko P. A., Vinogradenko A. M., Veselovsky A. P., Kosareva L. I.** Realization of a way of transformation of alternating voltage. *Problemy tekhnicheskogo obespecheniya voysk v sovremennykh usloviyakh. Tesisy dokladov III Mezhvuzovskoy nauchno-pakticheskoy konferentsii* (Problems of technical providing troops in modern conditions. Theses of reports of the III Interuniversity scientific and practical conference), St. Petersburg, 2018, pp. 172—176 (in Russian).
8. **Lukutin B. V., Obuhov S. G., Plotnikov I. A.** *Silovie preobrazovateli v elektrosnabzhenii* (Power converters in power supply), Tomsk, 2014, 150 p. (in Russian).
9. **Gel'man M. V., Gel'man M. M., Preobrazhenskiy K. A.** *Preobrazovatel'naya tekhnika* (Converting equipment), Chelyabinsk, 2009, 425 p. (in Russian).
10. **Abraham L., Heumann K., Koppelman F.** Wechselrichter für Drehzahlsteuerung von Kfz-Glaufermotoren, AEG—Mitt., 1964, no. 2, pp. 89—106.
11. **Volkov A. G.** Mathematical model of AC-AC converter without passive elements in DC-link, *Source of the Document International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM 2014)*, 2014, pp. 403—407.
12. **Cheng K. W. E.** Comparative Study of AC/DC Power Converters for More Electric Aircraft, *Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, 1998, pp. 299—304.
13. **Mahesh A. Patel, Ankit R. Patel, Dhaval R. Vyas and Ketul M. Patel.** Use of PWM Techniques for Power Quality Improvement, *International Journal of Recent Trends in Engineering*, 2009, vol. 1, no. 4, pp. 99—102.