

2.4.2 Электротехнические комплексы и системы

Научная статья

УДК 621.341.572

<https://doi.org/10.37493/2307-907X.2024.4.4>

ДВУХФАЗНАЯ СИНУСОИДАЛЬНАЯ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ С ПЕРЕМОДУЛЯЦИЕЙ В СИСТЕМЕ «ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ – ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЬ»

Александр Васильевич Саушев^{1*}, Игорь Владимирович Белоусов²,
Вениамин Францевич Самосейко³

^{1,2,3} Государственный университет морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова (д. 5/7, ул. Двинская, Санкт-Петербург, 198035, Российская Федерация)

¹ saushev@bk; <https://orcid.org/0000-0003-2657-9500>

² igor5.spb@yandex.ru; <https://orcid.org/0000-0002-9754-1318>

³ samoseyko@mail.ru; <https://orcid.org/0000-0003-2407-1922>

* Автор, ответственный за переписку

Аннотация. Введение. При рассмотрении двухфазной широтно-импульсной модуляции в системе «преобразователь – электродвигатель» отмечается, что важное практическое применение находит двухфазная модуляция напряжения, которая реализуется на совокупности из двух электронно-ключевых полумостов. Приводятся ограничения на значения модулирующих функций потенциалов ключей полумостов, нарушение которых приводит к перемодуляции. Перемодуляция обуславливает появление в составе напряжений гармоник низкой частоты и является причиной снижения показателей энергетической эффективности системы «преобразователь – электродвигатель». **Цель.** Исследование влияния перемодуляции на энергетические процессы двухфазной широтно-импульсной модуляции в системе «преобразователь – электродвигатель». **Материалы и методы.** Для анализа явлений, связанных с перемодуляцией, были введены новые модулирующие функции с ограничениями. В работе использовались методы анализа электрических цепей. **Результаты и обсуждение.** Получены количественные оценки перемодуляции и ее связи с моделирующей функцией. Показано, что перемодуляция позволяет повысить амплитуду основной гармоники. Это положительно влияет на энергетические параметры однофазного моста. Однако перемодуляция ведет к появлению низкочастотных гармоник в спектре тока. Получены зависимости, характеризующие степень увеличения дисперсии тока в нагрузке при перемодуляции, которая является основным критерием качества ШИМ. Даны рекомендации по проектированию мостового преобразователя с учетом явления перемодуляции. **Заключение.** Результаты могут быть использованы при разработке алгоритмов управления преобразователями частоты в системах частотного управления электроприводов.

Ключевые слова: двухфазная широтно-импульсная модуляция, перемодуляция, система «преобразователь – электродвигатель», методы анализа электрических цепей, дисперсия тока в нагрузке

Для цитирования: Саушев А. В., Белоусов И. В., Самосейко В. Ф. Двухфазная синусоидальная широтно-импульсная модуляция с перемодуляцией в системе «преобразователь – электродвигатель» // Вестник Северо-Кавказского федерального университета. 2024. № 4 (103). С. 39–48. <https://doi.org/10.37493/2307-907X.2024.4.4>

Конфликт интересов: авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 11.06.2024;

одобрена после рецензирования 05.07.2024;

принята к публикации 10.07.2024.

Research article

TWO-PHASE SINUSOIDAL PULSE WIDTH MODULATION WITH RE-MODULATION IN THE "CONVERTER – ELECTRIC MOTOR" SYSTEM

Aleksander V. Saushev^{1*}, Igor V. Belousov², Veniamin F. Samoseiko³

^{1,2,3} Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping (5/7, Dvinskaya str., Saint-Petersburg, 198035, Russian Federation)

¹ saushev@bk; <https://orcid.org/0000-0003-2657-9500>

² igor5.spb@yandex.ru; <https://orcid.org/0000-0002-9754-1318>

³ samoseyko@mail.ru; <https://orcid.org/0000-0003-2407-1922>

* Corresponding author

Abstract. Introduction. Two-phase pulse width modulation in "the converter – electric motor" system is considered. It is noted that two-phase voltage modulation, which is implemented on a set of two electronically-key half bridges, finds important practical

© Саушев А. В., Белоусов И. В., Самосейко В. Ф., 2024

application. Restrictions are given on the values of the modulating functions of the potentials of the keys of the half-bridges, violation of which leads to intermodulation. Intermodulation leads to the appearance of low frequency harmonics in the composition of voltages and is the reason for a decrease in the energy efficiency of "the converter – electric motor" system. **Goal.** The aim is to study the effect of re-modulation on the energy processes of two-phase pulse width modulation in "the converter – electric motor" system. **Materials and methods.** New modulating functions with constraints have been introduced to analyze the phenomena associated with modulation. Methods of analysis of electrical circuits were used in the work. **Results and discussion.** Quantitative estimates of the modulation and its relation to the modeling function are obtained. It is shown that the modulation makes it possible to increase the amplitude of the harmonic base. This has a positive effect on the energy parameters of a single-phase bridge. However, the intermodulation leads to the appearance of low-frequency harmonics in the current spectrum. Dependences characterizing the degree of increase in current dispersion in the load during modulation, which is the main criterion for PWM quality, are obtained. Recommendations are given for the design of a bridge converter, taking into account the phenomenon of intermodulation. **Conclusion.** The results can be used in the development of algorithms for controlling frequency converters in frequency control systems of electric drives.

Keywords: two-phase pulse width modulation, re-modulation, "converter – electric motor" system, methods of analysis of electrical circuits, current dispersion in the load

For citation: Saushev AV, Belousov IV., Samoseiko VF. Two phase sinusoidal pulse width modulation with remodulation in the "converter – electric motor system". Newsletter of North-Caucasus Federal University. 2024;4(103):39–48. (In Russ.). <https://doi.org/10.37493/2307-907X.2024.4.4>

Conflict of interest: the authors declare no conflicts of interests.

The article was submitted 11.06.2024;

approved after reviewing 05.07.2024;

accepted for publication 10.07.2024.

Введение / Introduction. Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) находит самое широкое использование при синтезе разнообразных систем управления электроприводами. В качестве объекта управления при технической реализации ШИМ выступают силовые ключевые элементы преобразователя электрической энергии. В первые годы развития частотных методов управления электроприводами такими элементами являлись тиристоры. В последние годы самое широкое применение находят IGBT-транзисторы, которые характеризуются более высокими регулировочными свойствами.

Качество работы ШИМ во многом определяет свойства преобразователя электрической энергии. Важнейшим показателем качества ШИМ является степень приближения идеального графика напряжения на выходе преобразователя и его импульсной аппроксимации. Таким образом, при синтезе ШИМ важно стремиться к уменьшению пульсаций тока на нагрузке [1–5]. Важным параметром ШИМ является частота модуляции, которая имеет как нижний, так и верхний пределы. При увеличении частоты следования импульсов выходное напряжение будет стремиться к синусоиде, но при этом потери в ключевых элементах будут возрастать. Возможная частота следования импульсов зависит также от мощности приводного электродвигателя. Следовательно, задача повышения качества ШИМ является многокритериальной и не может быть сведена только к выбору частоты коммутации ключевых элементов.

Исследования авторов [6–8] показывают, что критерием, характеризующим качество модуляции, по которому целесообразно осуществлять выбор способа технической реализации ШИМ, является минимальное значение дисперсии тока приводного электродвигателя. При этом на остальные показатели качества вводятся ограничения. Одним из таких показателей является количество включений-отключений ключевых элементов за период модуляции. Чем меньше число коммутаций, тем ниже динамические потери энергии в этих элементах.

В работах [3–5, 9–16] показано, что для минимизации числа коммутаций ключей преобразователя частоты целесообразно применение неполнофазных алгоритмов ШИМ (Н-ШИМ).

Важное практическое применение находит двухфазная модуляция напряжения, которая реализуется на совокупности из двух электронно-ключевых полумостов. Пример электронно-ключевой мостовой схемы, образованной из двух полумостов, позволяющей выполнять двухфазную ШИМ приведен на рис. 1. Данная схема имеет четыре степени свободы при выборе того или иного алгоритма ШИМ. Поскольку в представленной на рис. 1 электронно-ключевой схеме преобразователя требуемое напряжение необходимо получить между точками X и Y на активно-индуктивной нагрузке, в качестве которой выступает электродвигатель, то число степеней свободы

при выборе алгоритма ШИМ становится на единицу меньше. Остается три варианта: вариация двумя коэффициентами смещения импульсов и нулевой потенциальной функции [16].

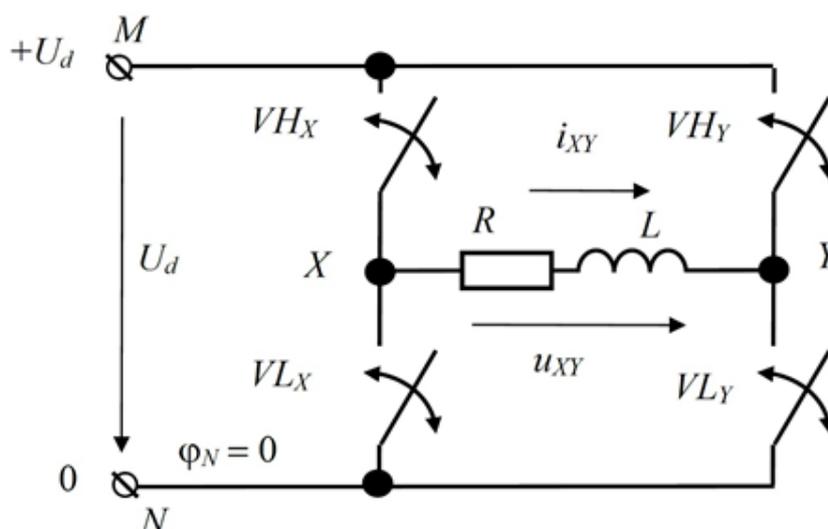


Рис. 1. Электронно-ключевая схема двухфазной ШИМ / Fig. 1. Electron beam circuit of two-phase PWM

При работе схемы может быть включен или нижний, или верхний ключевой элемент. Таким образом, при построении модели управления полумостами $Z = X, Y$ можно ограничиться заданием только двух коммутационных функций. Процесс управления и алгоритмы оптимального управления по сформулированным критериям рассмотрены в работах [6–8]. Для обеспечения работоспособности схемы с двухфазной ШИМ необходимо выполнение условий работоспособности, которые исключают негативные явления, связанные, в частности, с перемодуляцией, и, как следствие, снижение показателей энергетической эффективности системы «преобразователь – электродвигатель».

В статье представлено исследование влияния перемодуляции на энергетические процессы двухфазной ШИМ. Исследование процесса перемодуляции осуществляется на базе аналитических зависимостей, на основе которых получены количественные оценки влияния перемодуляции на процессы двухфазной ШИМ.

Материалы и методы исследований / Materials and methods of research. Под перемодуляцией в работе понимается такой режим модуляции, при котором значение модулирующей функции потенциала полумоста выходит за пределы интервала от нуля до единицы.

Модулирующие функции γz потенциалов ключей полумостов $Z = X, Y$ должны удовлетворять неравенствам $0 \leq \gamma z \leq 1$, нарушение которых приводит к изменению установленного алгоритма модуляции и приводит к перемодуляции. Если алгоритм управления не накладывает ограничений на модулирующую функцию полумоста, то неравенства $0 \leq \gamma z \leq 1$ могут нарушаться.

Перемодуляция ведет к появлению в составе напряжений гармоник низкой частоты. Рассмотрению особенностей перемодуляции в системе «преобразователь – электродвигатель» посвящены работы [17–20].

Для анализа явлений, связанных с перемодуляцией, введем в рассмотрение новые модулирующие функции с ограничениями

$$y_Z = \max \{0, \min \{1, \gamma_Z\}\},$$

где $Z = X, Y$.

При выполнении неравенств $0 \leq \gamma_Z(\tau) \leq 1$ так же будет выполняться равенство $\gamma_Z(\tau) = \gamma_Z(\tau)$, где $\tau = t/T_0$ – относительное время. За базовое значение времени принимается период модуляции T_0 . Если данное неравенство не выполняется, то $\gamma_Z(\tau) \neq \gamma_Z(\tau)$, но модулированный потенциал узла Z (коммутиционная функция полумоста Z) будет удовлетворять соотношениям

$$\chi(\alpha_Z, \gamma_Z) = \chi(\alpha_Z, y_Z).$$

Таким образом, для процесса модуляции потенциала узла X модулирующие функции $\gamma_X(\tau)$ и $y_X(\tau)$ будут эквивалентны. Модулирующая функция напряжения с ограничениями имеет вид

$$y_{XY} = y_X - y_Y = \max \{0, \min \{1, g_{XY}\}\},$$

где g_{xy} – модулирующая функция напряжения без ограничений.

Результаты исследований и их обсуждение / Research results and their discussion. Наиболее распространенной модулирующей функцией напряжения моста является функция синусоидального вида

$$g_{XY} = a \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \tau}{f^*}\right)$$

$$\Delta g_{XY} = \frac{\partial g_{AB}}{\partial \tau} = \frac{a \cdot \pi}{f^*} \cdot \sin\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \tau}{f^*}\right)$$

где a, f^* – параметры модулирующей функции линейного напряжения: амплитуда и относительная частота. Относительная частота модуляции f^* должна удовлетворять соотношению $f^* \gg 1$. В силовой преобразовательной технике значения относительной частоты модуляции находятся в пределах $f^* \in [10; 100]$.

Перемодуляция появляется (рис. 2) с момента относительного времени

$$\tau_0 = \frac{f^* \cdot \arcsin(1/a)}{2 \cdot \pi}$$

Граничный коэффициент модуляции, с которого начинается перемодуляция двухфазного моста, $z_{(1)} = a_{(1)} = 1$.

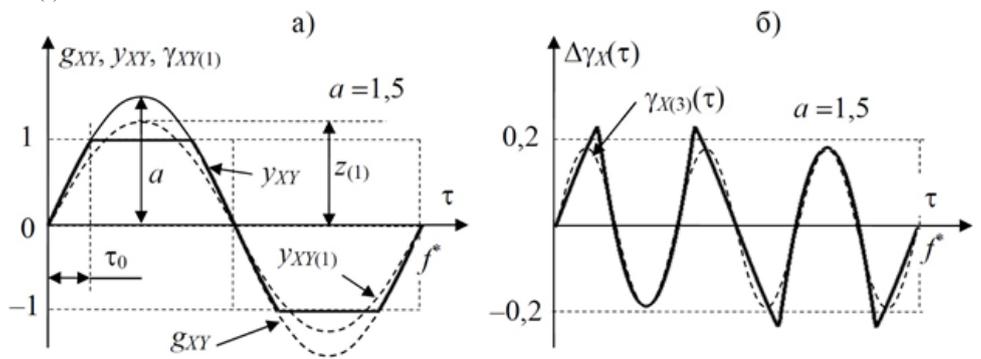


Рис. 2. Графики функций: а) модулирующей, эквивалентной модулирующей и ее первой гармонике; б) искажений модулирующей функции при перемодуляции / Fig. 2. Graphs of functions: a) modeling, equivalent modulating and its first harmonic; b) distortion of the modulating function during re-modulation

При коэффициенте амплитуды $a \leq 1$ модулирующая функция $g_{XY} = y_{XY}$ является основной гармоникой модулированного потенциала узла X. В этом случае коммутационная функция $\chi_x(\alpha_x, \gamma_x)$ будет синусоидально модулированной.

При коэффициенте амплитуды $a > 1$ синусоидальной модулирующей функции $g_{XY} \neq y_{XY}$ будет эквивалентна модулирующая функция y_{XY} . Вид функции y_{XY} с перемодуляцией приведен на рис. 2а. Модулирующие функции g_{XY} и y_{XY} будут порождать одинаковые модулированные функции.

Эквивалентная модулирующая функция напряжения может быть представлена рядом Фурье

$$y_{XY} = \sum_{v=1}^{\infty} Y_{(v)} \cdot \sin((2 \cdot v - 1) \cdot 2 \cdot \pi \cdot \xi \cdot \tau),$$

где $Y_{(v)} = \sum_{k=1}^{\infty} y_{XY} \cdot \sin(v \cdot 2 \cdot \pi \cdot \xi \cdot \tau)$; $v = 2 \cdot k - 1$ – порядок амплитуды гармоники моделирующей функции напряжения; k – последовательности интервалов модуляции; $\tau = t/T_0$ – относительное время; T_0 – период модуляции; $\xi = L_q^* / L_d^*$ – отношение относительных значений индуктивности нагрузки соответственно по осям q и d электрической машины;

Амплитуда первой гармоники функции эквивалентной модулирующей функции является коэффициентом перемодуляции

$$a_{(1)} = z_{(1)} = \frac{2}{\pi} \cdot \left(\frac{\sqrt{a^2 - 1}}{a} + a \cdot \arcsin\left(\frac{1}{a}\right) \right) > 1$$

При выполнении неравенства $1 < a \rightarrow \infty$ амплитуда первой гармоники функции эквивалентной модулирующей функции $a_{(1)} \rightarrow \infty 4 / \pi \approx 1,273$. График зависимости коэффициента перемодуляции от амплитуды модулирующей функции a иллюстрируется рис. 3.

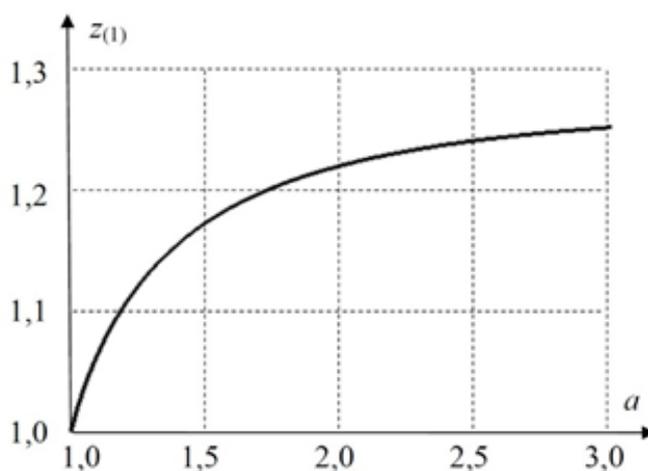


Рис. 3. Графики зависимости коэффициента перемодуляции от амплитуды модулирующей функции напряжения / Fig. 3. Graphs of the dependence of the modulation coefficient on the amplitude of the voltage modulating function

Наибольшая высшая гармоника имеет амплитуду

$$a_{(3)} = \frac{4 \cdot (a^2 - 1)^{3/2}}{3 \cdot \pi \cdot a^3}$$

Разность

$$\Delta y_{XY} = a_{(1)} \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot \xi \cdot \tau + \psi_U) - y_{XY}(\tau)$$

характеризует искажения модулирующей функции напряжения. График искажений модулирующей функции напряжения при перемодуляции приведен на рис. 2б. Искажения модулирующей функции, представленные рядом Фурье, имеют нечетные гармоники: 3, 5, При $a \rightarrow \infty$ модуляция напряжения замещается меандром.

Перемодуляция позволяет поднять амплитуду основной гармоники в k раз. Это положительно влияет на энергетические параметры однофазного моста. Однако перемодуляция ведет к появлению низкочастотных гармоник в спектре тока, которые увеличивают дисперсию тока нагрузки на периоде модулирующей функции, которая является следствием явления перемодуляции. При этом дисперсия тока нагрузки определяется выражением

$$ED_{\text{пмод}}(a, f^*, \varepsilon) = \frac{1}{2} \cdot \sum_{k=2}^{\infty} \frac{Y_{(v)}^2}{1 + (2 \cdot \pi \cdot v / (\varepsilon \cdot f))^2} \approx \sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{\varepsilon \cdot f \cdot Y_{(v)}}{2 \cdot \pi \cdot v} \right)^2 \approx \left(\frac{\varepsilon \cdot f \cdot Y_{(3)}}{6 \cdot \pi} \right)^2,$$

где $\varepsilon = T_f/T$ – характеристика фильтрующих свойств нагрузки, определяемая видом электрической машины и параметров ее элементов.

Дисперсия тока нагрузки на периоде модулирующей функции, которая обусловлена модуляцией, может быть найдена рассчитана по формуле

$$ED_{XY}(a, f^*, \Delta\alpha_{XY}) = \frac{4}{f^*} \cdot \int_0^{\tau_0} D(\Delta\alpha_{XY}, g_0) \cdot d\tau$$

где $D(\Delta\alpha_{XY}, g_0)$ – минимальное значение дисперсии в функции коэффициента $\Delta\alpha_{XY}$, который определяет смещение импульсов относительно центра интервала ШИМ.

Выражение для дисперсии тока получено в работах [7, 8]. Минимальное значение этой дисперсии достигается при значении переменной $\Delta\alpha_{XY}$, которое может быть вычислено по формуле

$$\Delta\alpha_{XY} = \frac{(11 - 3 \cdot g_{XY}^2) \cdot \Delta g_{XY}}{48 \cdot (1 + (1 - g_{XY})^2)} \approx \frac{11 + 13 \cdot g_{XY} - 8 \cdot g_{XY}^3}{96} \cdot \Delta g_{XY}$$

При этом функция предмодуляции g_0 определяется выражением

$$g_0 = \frac{a}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot \cos\left(\frac{6 \cdot \pi \cdot \tau}{f^*}\right).$$

Суммарная дисперсия тока нагрузки на периоде модулирующей функции с перемодуляцией будет определяться выражением

$$ED(a, f^*, \varepsilon) = ED_{\text{пмод}}(a, f^*, \varepsilon) + ED_{\text{мод}}(a, f^*, \varepsilon).$$

Коэффициент перемодуляции показывает, во сколько раз происходит увеличение значения дисперсии тока в нагрузке при условии, что амплитуда моделирующей функции напряжения больше единицы: $a > 1$.

$$Z(a, \Delta\alpha_{XY}) = \frac{ED_{XY}(a, f^*, \Delta\alpha_{XY})}{ED_{AB}(1, f^*, \Delta\alpha_{XY})}$$

Графики зависимости коэффициента $Z(a, \Delta\alpha_{XY})$ в функции амплитуды моделирующей функции напряжения представлены на рис. 4.

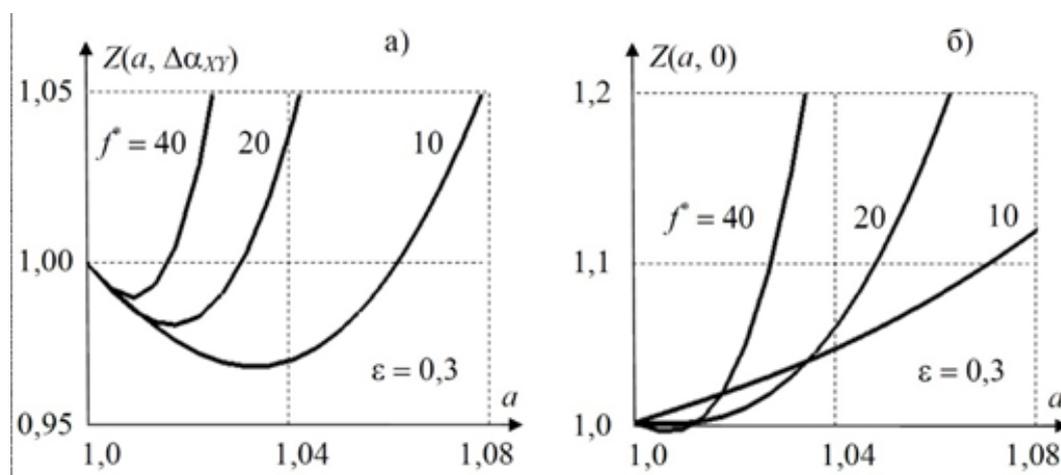


Рис. 4. Графики зависимости коэффициента перемодуляции от амплитуды модулирующей функции напряжения / Fig. 4. Graphs of the dependence of the modulation coefficient on the amplitude of the voltage modulating function

Таким образом, увеличение коэффициента амплитуды до значения 1,08 не ведет к увеличению дисперсии тока. При этом амплитуда основной гармоники модулирующего напряжения увеличивается до значения $a_{(1)} = 1,05$.

Заключение / Conclusion. Исследование явления перемодуляции на энергетические показатели системы «преобразователь – электродвигатель» в случае двухфазной ШИМ позволяет сделать вывод, что увеличение коэффициента амплитуды до значения 1,08 не приведет к росту дисперсии тока. При этом амплитуда основной гармоники модулирующего напряжения увеличивается до значения $a_{(1)} = 1,05$. Таким образом, при проектировании мостового преобразователя целесообразно предусматривать значение основной гармоники функции модулирующего напряжения, равное $a_{(1)} = 1,05$.

СПИСОК ИСТОЧНИКОВ

1. Madhavi R., Harinath C. Investigation of various space vector pwm techniques for inverter. International Journal of Engineering Research and Management (IJERM). 2014. Vol. 1. No. 7. P. 162–165.
2. Климов В. Частотно-энергетические параметры шим-инверторов систем бесперебойного питания // Силовая электроника. 2009. № 22. С. 66–71.
3. Nava A. M., Çetin N. O. A Generalized Scalar PWM Approach with Easy Implementation Features for Three-Phase, Three-Wire Voltage-Source Inverters. IEEE Transactions on Power Electronics. 2010. Vol. 26. No. 5. P. 1385–1395. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2081689>.
4. Дмитриев Б. Ф., Галушин С. Я., Лихоманов А. М., Розов А. Ю. Трехфазная синусоидальная модифицированная широтно-импульсная модуляция первого рода в автономных инверторах // Морской вестник. 2017. № 1(61). С. 69–72.
5. Mao X., Ayyanar R., Krishnamurthy H.K. Optimal variable switching frequency scheme for reducing switching loss in single-phase inverters based on time-domain ripple analysis // IEEE Transactions on Power Electronics. 2009. Vol. 24. No. 4. P. 991–1001. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2009635>.
6. Белоусов И. В., Самосейко В. Ф., Саушев А. В. Оптимальная широтно-импульсная модуляция в системе управления электроприводом // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. 2022. № 3(14). С. 463–471. <https://doi.org/10.21821/2309-5180-2022-14-3-463-471>
7. Samoseiko V. F., Belousov I. V., Saushev A. V. Optimized single-phase pulse-width modulation // International Russian Automation Conference, RusAutoCon 2018, article No. 8501699. <https://doi.org/10.1109/RUSAUTOCON.2018.8501699>.

8. Samoseiko V. F., Belousov I. V., Saushev A. V. Optimal double-halfbridge pulse width modulation by current-dispersion criterion // 26th International Workshop on Electric Drives: Improvement in Efficiency of Electric Drives, IWED 2019 – Proceedings. 2019. Article No. 8664344.
9. Гуськов В. О., Лавин А. В. Сравнительный анализ математических описаний и методов широтно-импульсной модуляции // Вестник Астраханского государственного технического университета. Серия: Морская техника и технология. 2023. № 3. С. 74–81. <https://doi.org/10.24143/2073-1574-2023-3-74-81>.
10. Hava A. M., Çetin N. O. A Generalized Scalar PWM Approach with Easy Implementation Features for Three-Phase, Three-Wire Voltage-Source Inverters // IEEE Transactions on Power Electronics. 2011. Vol. 26. No. 5. P. 1385–1395. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2081689>.
11. Tan G., Deng Q., Liu Z. An optimized SVPWM strategy for five-level active NPC (5L-ANPC) converter. IEEE Transactions on power electronics. 2013. Vol. 29. No. 1. P. 386–395. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2248172>.
12. Белоусов И. В., Самосейко В. Ф., Саушев А. В. Оценка фильтрующих свойств асинхронного электропривода с широтно-импульсной модуляцией Assessment of filtering properties of asynchronous electric drive with pulse width modulation // XV International Scientific Conference on Precision Agriculture and Agricultural Machinery Industry “State and Prospects for the Development of Agribusiness INTERAGROMASH 2022” Rostov-on-Don, Russia. 2022. No. 363. P. 1–8. <https://doi.org/10.1051/e3sconf/202236301025>.
13. Баховцев И. А., Зиновьев Г. С. Обобщенный анализ выходной энергии многофазных многоуровневых инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией // Электричество. 2016. № 4. С. 26–33.
14. Чаплыгин Е. Е., Хухтиков С. В. Широтно-импульсная модуляция с пассивной фазой в трехфазных инверторах напряжения // Электричество. 2011. № 5. С. 53–61.
15. Nayeemuddin M., Rao C. Space Vector Based High Performance Discontinuous Pulse Width Modulation Algorithms for VSI Fed AC Drive // Innovative Systems Design and Engineering (IJSR). 2016. Vol. 5. No. 7. P. 203–208.
16. Samoseiko V. F., Belousov I. V., Saushev A. V. Optimal Pulse-Width Modulation with Three Bridges on Criterion of Power Losses at Load. International Russian Industrial Engineering, ICIE, 2019 // 2019 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, ICIEAM 2019. Article No. 8743011. Sochi, March 25-29, 2019. <https://doi.org/10.1109/ICIEAM.2019.8743011>.
17. Васильев Б. Ю. Обеспечение режима перемодуляции и повышение эффективности преобразования энергии в силовых автономных инверторах электроприводов // Электричество. 2015. № 6. С. 47–55.
18. Graditi G., Griva G., Oleschuk V. Overmodulation control of five-phase inverters with full DC-bus voltage utilization // SPEEDAM. 2010. P. 1150–1155.
19. Holtz J., Lotzkat W., Khambadkone A. M. On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range Including the Six-Step Mode // IEEE Transactions on Power Electronics. 1993. Vol. 8. No. 4. P. 546–553.
20. Kerkman R. J., Leggate D., Seibel B. J., Rowan T. M. Operation of PWM voltage source inverters in the overmodulation region // IEEE Transactions on Industrial Electronics. 1996. Vol. 43. No 1. P. 132–141.

REFERENCES

1. Madhavi R, Harinath C. Investigation of various space vector pwm techniques for inverter. International Journal of Engineering Research and Management (IJERM). 2014;1(7):162-165.
2. Klimov V. Frequency-energy parameters of PWM inverters of uninterruptible power supply systems. Power electronics. 2009;(22):66-71. (In Russ.).
3. Hava AM, Çetin NO. A Generalized Scalar PWM Approach with Easy Implementation Features for Three-Phase, Three-Wire Voltage-Source Inverters. IEEE Transactions on Power Electronics. 2010;26(5):1385-1395. (In Russ.). <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2081689>
4. Dmitriev BF, Galushin SYa, Likhomanov AM, Rozov AYu. Three-phase sinusoidal modified pulse width modulation of the first kind in autonomous inverters. Marine Bulletin. 2017;61(1):69-72. (In Russ.).
5. Mao X, Ayyanar R, Krishnamurthy HK. Optimal variable switching frequency scheme for reducing switching loss in single-phase inverters based on time-domain ripple analysis. IEEE Transactions on Power Electronics. 2009;24(4):991-1001. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2008.2009635>.
6. Belousov IV, Samoseiko VF, Saushev AV. Optimal pulse width modulation in an electric drive control system. Bulletin of the Admiral S. O. Makarov State University of Marine and River Fleet. 2022;3(14):463-471. (In Russ.). <https://doi.org/10.21821/2309-5180-2022-14-3-463-471>
7. Samoseiko VF, Belousov IV, Saushev AV. Optimized single-phase pulse-width modulation. International Russian Automation Conference, RusAutoCon 2018, article No. 8501699. <https://doi.org/10.1109/RUSAUTOCON.2018.8501699>.

8. Samoseiko VF, Belousov IV, Saushev AV. Optimal double-halfbridge pulse width modulation by current-dispersion criterion. 2019 26th International Workshop on Electric Drives: Improvement in Efficiency of Electric Drives, IWED 2019 – Proceedings. 2019. Article No. 8664344.
9. Guskov VO, Lavin AV. Comparative analysis of mathematical descriptions and methods of pulse-width modulation. Bulletin of the Astrakhan State Technical University. Series: Marine engineering and Technology. 2023;(3):74-81. (In Russ.). <https://doi.org/10.24143/2073-1574-2023-3-74-81>.
10. Hava AM, Çetin NO. A Generalized Scalar PWM Approach with Easy Implementation Features for Three-Phase, Three-Wire Voltage-Source Inverters. IEEE Transactions on Power Electronics. 2011;26(5):1385-1395. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2081689>.
11. Tan G, Deng Q, Liu Z. An optimized SVPWM strategy for five-level active NPC (5L-ANPC) converter. IEEE Transactions on power electronics. 2013;29(1):386-395. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2248172>.
12. Belousov IV, Samoseiko VF, Saushev AV. Assessment of filtering properties of asynchronous electric drive with pulse width modulation. XV International Scientific Conference on Precision Agriculture and Agricultural Machinery Industry “State and Prospects for the Development of Agribusiness. INTERAGROMASH 2022” Rostov-on-Don, Russia. 2022;(363):1-8. (In Russ.). <https://doi.org/10.1051/e3sconf/202236301025>.
13. Bakhovtsev IA, Zinoviev GS. Generalized analysis of the output energy of multiphase multilevel voltage inverters with pulse width modulation. Electricity. 2016;4:26-33. (In Russ.).
14. Chaplygin EE, Khukhtikov SV. Pulse width modulation with passive phase in three-phase voltage inverters. Electricity. 2011;(5):53-61. (In Russ.).
15. Nayeemuddin M, Rao C. Space Vector Based High Performance Discontinuous Pulse Width Modulation Algorithms for VSI Fed AC Drive. Innovative Systems Design and Engineering (ISDR). 2016;5(7):203-208.
16. Samoseiko VF, Belousov IV, Saushev AV. Optimal Pulse-Width Modulation with Three Bridges on Criterion of Power Losses at Load. International Russian Industrial Engineering, ICIE, 2019. 2019 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing, ICIEAM 2019. Article No. 8743011. Sochi, March 25-29, 2019. <https://doi.org/10.1109/ICIEAM.2019.8743011>.
17. Vasiliev BYu. Ensuring the modulation mode and increasing the efficiency of energy conversion in power autonomous inverters of electric drives. Electricity. 2015;(6):47-55. (In Russ.).
18. Graditi G, Griva G, Oleschuk V. Overmodulation control of five-phase inverters with full DC-bus voltage utilization. SPEEDAM. 2010;1150-1155.
19. Holtz J, Lotzkat W, Khambadkone AM. On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range Including the Six-Step Mode. IEEE Transactions on Power Electronics. 1993;8(4):546-553.
20. Kerkmann RJ, Leggate D, Seibel BJ, Rowan TM. Operation of PWM voltage source inverters in the overmodulation region. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 1996;43(1):132-141.

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

Александр Васильевич Саушев – доктор технических наук, заведующий кафедрой электропривода и электрооборудования береговых установок Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова, Scopus ID: 6507703562, Researcher ID: ABC-9385-2022.

Игорь Владимирович Белоусов – доцент кафедры электропривода и электрооборудования береговых установок Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова, Scopus ID: 57204762213, Researcher ID: AAI-2251-2020.

Вениамин Францевич Самосейко – доктор технических наук, профессор кафедры электропривода и электрооборудования береговых установок Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова, Scopus ID: 6507524026, Researcher ID: KQV-1660-2024.

ВКЛАД АВТОРОВ

Все авторы внесли равный вклад в подготовку публикации.

INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

Aleksandr V. Saushev – Dr. Sci (Tech.), Head of Chair of Electric Drive and Electrical Equipment Shore Installations, Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping, Scopus ID: 6507703562, Researcher ID: ABC-9385-2022.

Igor V. Belousov – Associate Professor, Chair of Electric Drive and Electrical Equipment of Coastal Installations, Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping, Scopus ID: 57204762213, Researcher ID: AAI-2251-2020.

Veniamin F. Samoseiko– Dr. Sci (Tech.), Professor, Chair of Electric Drive and Electrical Equipment of Coastal Installations, Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping. Scopus ID: 6507524026, Researcher ID: KQV-1660-2024.

CONTRIBUTION OF THE AUTHORS

The authors contributed equally to this article.