

Алгоритм трехфазной широтно-импульсной модуляции при ограничении на потери мощности в электронных ключах в системе преобразователь–электродвигатель

А. В. Саушев✉, И. В. Белоусов, В. Ф. Самосейко

ФГБОУ ВО «ГУМРФ им. адм. С. О. Макарова», Санкт-Петербург, Россия

✉ saushev@bk.ru

Аннотация. Рассматривается процесс широтно-импульсной модуляции (ШИМ) в системе преобразователь–электродвигатель. Показано, что для синтеза систем управления преобразователем наряду с полнофазными ШИМ (П-ШИМ) применяются и неполнофазные ШИМ (Н-ШИМ), достоинством которых служит относительно низкое число коммутаций ключевых элементов преобразователя. Рассматривается оптимальный по критерию дисперсии тока в нагрузке алгоритм трехфазной ШИМ, учитывающий ограничения на потери мощности в электронных ключах. Получены выражения для интегральной дисперсии тока нагрузки. Для сравнительной оценки алгоритмов сформулирован критерий в виде коэффициентов эффективности для полнофазных и неполнофазных способов управления ШИМ. Получена допустимая область целесообразной модуляции с минимальным числом коммутаций в пространстве коэффициента амплитуды и относительной частоты номинальной модуляции. Получены зависимости коэффициента эффективности алгоритма неполнофазной ШИМ при повышенной частоте модуляции в зависимости от коэффициента амплитуды и относительной частоты модуляции. Установлены границы применимости полнофазной и неполнофазной ШИМ.

Ключевые слова: широтно-импульсная модуляция, полнофазные и неполнофазные алгоритмы, система преобразователь–электродвигатель, дисперсия тока в нагрузке, оценка эффективности модуляции

Для цитирования: Саушев А. В., Белоусов И. В., Самосейко В. Ф. Алгоритм трехфазной широтно-импульсной модуляции при ограничении на потери мощности в электронных ключах в системе преобразователь–электродвигатель // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2024. Т. 17, № 9. С. 61–70. doi: 10.32603/2071-8985-2024-17-9-61-70.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Original article

Algorithm of Three-Phase Pulse Width Modulation with Limitation on Power Loss in Electronic Switches in the Converter–Electric Motor System

A. V. Saushev✉, I. V. Belousov, V. F. Samoseiko

Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping, Saint Petersburg, Russia

✉ saushev@bk.ru

Abstract. The process of pulse width modulation (PWM) in a converter–electric motor system is considered. It is shown that for the synthesis of converter control systems, along with continuous PWMs (CPWM), discontinuous PWMs (DPWM) are also used, the advantage of which is a relatively low number of switching of the key elements of the converter. The algorithm of three-phase PWM, optimal by the criterion of current dispersion in the load, is considered, taking into account the limitations on power loss in electronic switches. Expressions for the integral dispersion of the load current are obtained. For a comparative evaluation of the algorithms, a criterion is formulated in the form of efficiency coefficients for continuous PWM and discontinuous PWM methods. The tolerance range of the appropriate modulation with a minimum number of commutations in the space of the amplitude

coefficient and the relative frequency of the nominal modulation is obtained. The dependences of the efficiency coefficient of the discontinuous PWM algorithm at an increased modulation frequency are obtained depending on the amplitude coefficient and the relative modulation have been established.

Keywords: pulse width modulation, full-phase and incomplete-phase algorithms, converter–electric motor system, current dispersion in the load, evaluation of modulation efficiency

For citation: Saushev A. V., Belousov I. V., Samoseiko V. F. Algorithm of Three-Phase Pulse Width Modulation with Limitation on Power Loss in Electronic Switches in the Converter–Electric Motor System // LETI Transactions on Electrical Engineering & Computer Science. 2024. Vol. 17, no. 9. P. 61–70. doi: 10.32603/2071-8985-2024-17-9-61-70.

Conflict of interest. The authors declare no conflicts of interest.

Введение. Широтно-импульсная модуляция (ШИМ) применяется в различных системах управления силовой преобразовательной техники, основу которой составляют ключевые электронные элементы – тиристоры или транзисторы. Самое широкое применение она находит в системах преобразователь–электродвигатель, которые входят в состав автоматизированных электроприводов различного назначения. В большинстве случаев в качестве преобразователя применяется инвертор напряжения или тока, а в качестве электродвигателя – асинхронная электрическая машина. При синтезе алгоритмов управления ШИМ важно стремиться к снижению коммутационных потерь в ключевых элементах инвертора и пульсаций тока в нагрузке, в качестве которой в работе рассматривается электрический двигатель [1]–[5].

Основная задача ШИМ заключается в формировании напряжения на нагрузке, форма которого должна быть в максимальной степени приближена к синусоиде. При этом имеет место дискретная аппроксимация желаемой синусоидальной функции напряжения импульсами. Качество модуляции во многом определяется точностью такой аппроксимации. Важным фактором, в существенной степени влияющим на показатель качества ШИМ является частота следования импульсов. При построении алгоритмов управления процессом ШИМ стремятся увеличить эту частоту, поскольку в этом случае может быть получена более высокая точность аппроксимации желаемой синусоидальной функции напряжения импульсами. Вместе с тем, увеличение частоты коммутации электронных ключей преобразователя электрической энергии (ПЭЭ) приводит к дополнительным потерям электрической энергии, которая выделяется в виде тепла. Таким образом, задача повышения качества процесса ШИМ является многокритериальной. Сложность решения таких задач определяется трудностью синтеза критерия оп-

тимальности. При этом на значения показателей качества модуляции, накладываются ограничения, которые устанавливаются при составлении технического задания на проектирование системы преобразователь–электродвигатель.

Для синтеза систем управления ПЭЭ находят применение как полнофазные алгоритмы ШИМ (П-ШИМ), так и неполнофазные алгоритмы ШИМ (Н-ШИМ). Основное преимущество Н-ШИМ по сравнению с П-ШИМ – это относительно низкое число коммутаций ключевых элементов ПЭЭ и, как следствие, более низкие потери электрической энергии [1].

В качестве критерия оптимальности в настоящей работе рассматривается дисперсия тока в нагрузке. Этот критерий был введен в [6]–[8] на основании анализа известных литературных источников и выполненного обоснования. Именно по данному критерию следует сравнивать между собой возможные алгоритмы ШИМ. В [8] было установлено, что в случае неизменной частоты модуляции П-ШИМ более предпочтительны по сравнению с Н-ШИМ. Вместе с тем, алгоритмы Н-ШИМ более предпочтительны по-другому важнейшему показателю качества ШИМ – числу коммутаций ключевых элементов ПЭЭ [3]–[5], [8]–[16]. На практике наиболее широкое применение находят трехфазные системы ШИМ. Если считать, что потери энергии в трехфазном электронно-ключевом мосте ограничены лишь способностью ее рассеивания без нарушения работоспособности моста, то при заданных динамических потерях энергии в преобразователе принципиально можно увеличить частоту ШИМ, что приведет к снижению пульсаций тока в нагрузке. При этом следует иметь в виду, что возможности повышения частоты модуляции зависят от ряда факторов, включая мощность системы преобразователь–электродвигатель.

Таким образом, важным направлением исследований служит исследование возможностей Н-ШИМ и П-ШИМ и разработка оптимального алгоритма трехфазной ШИМ. При решении этой задачи одно из важнейших ограничений – предельно допустимые потери мощности, которые выделяются в ключевых элементах ПЭЭ.

Постановка задачи. В статье рассматривается алгоритм трехфазной ШИМ, минимизирующий дисперсию тока в нагрузке в случаях использования как Н-ШИМ, так и П-ШИМ с учетом ограничения потерь мощности в электронных ключах преобразователя. В зависимости от коэффициента амплитуды напряжения и относительной номинальной частоты модуляции определяется область эффективного управления Н-ШИМ, названная областью целесообразности ШИМ при данном способе управления. Получены зависимости коэффициентов эффективности модуляции в функции коэффициента амплитуды и относительной номинальной частоты модуляции для двух значений параметра сдвига булевой функции, определяющей алгоритм модуляции и его качество. Показано, что для уменьшения числа коммутаций при наличии датчиков нагрева ключей целесообразно чередовать включение верхних и нижних ключевых элементов ПЭЭ по их тепловому состоянию. В случае, если наблюдается большой нагрев верхних ключей, следует использовать алгоритм с включением нижних ключей полумостов.

Методы и материалы. Потери мощности на транзисторном ключе ПЭЭ складываются из потерь в статическом и динамическом режимах работы. Влиять на статические потери энергии можно, разрабатывая новые структуры преобразователей электрической энергии, в которых уменьшается число электронных ключей, через которые протекает электрический ток. Другой способ уменьшения статических потерь энергии заключается в использовании электронных ключей со сниженным падением напряжения в открытом состоянии. Вопросы, связанные со снижением статических потерь энергии в электронных ключах ПЭЭ, в данной статье не рассматриваются. Динамические потери в ПЭЭ зависят от частоты модуляции $f = 1/T_0$, где T_0 – период модуляции. Известные алгоритмы ШИМ, оптимальные по тому или иному критерию, предполагают, что частота модуляции f фиксированная. В общем случае частота модуляции – это свободная переменная при условии, что рассматриваются огра-

ничения энергетических показателей преобразователя. Это, в первую очередь, потери мощности, вызванные включением и отключением ключевых элементов ПЭЭ.

Основная задача ШИМ заключается в формировании на выходе ПЭЭ такого напряжения, которое является почти периодической функцией. Достаточно часто требуется, чтобы напряжение на выходе ПЭЭ изменялось по синусоидальному закону. При этом основной составляющей такой функции служит модулирующая периодическая функция напряжения $g_X(\tau)$. Период T_1 функции $g_X(\tau)$ существенно больше периода модуляции T_0 . Кроме того, T_1 – это не постоянная величина, а переменная. Отношение $f^* = T_1/T_0$ будем называть относительной частотой модуляции.

Как следует из [8], при минимизации количества включений и отключений ключевых элементов потери энергии могут быть снижены. Это обусловлено тем, что на полупериоде тока из работы будет исключен один из полумостов. Значение коэффициента k , определяющего степень снижения этих потерь, может быть вычислено по формуле [8]

$$k = 3f_H^*/(2f_H^* + 6).$$

При реализации алгоритма, обеспечивающего минимизацию количества включений и отключений ключевых элементов ПЭЭ относительная частота модуляции будет оставаться неизменной и равной относительной номинальной частоте f_H^* . Таким образом, при минимально возможном числе коммутаций ключевых элементов ПЭЭ f_H^* можно увеличить в k раз. Это приведет к снижению дисперсии тока в нагрузке. Полученную частоту модуляции обозначим f_H^{**} и будем называть номинальной относительной частотой модуляции:

$$f_H^{**} = kf_H^*.$$

Наиболее распространенный алгоритм управления электродвигателем – это управление с постоянным намагничиванием магнитопровода машины. В этом случае относительная частота модуляции связана с коэффициентом амплитуды напряжения a приближенным соотношением

$$f^* = f_H^*/a.$$

Рассмотрим наиболее широко применяемый на практике случай трехфазной ШИМ. Известно, что ШИМ трехфазного напряжения реализуется на трех электронно-ключевых полумостах ПЭЭ. Предположим, что нагрузка включена по схеме треугольника [8] (рис. 1).

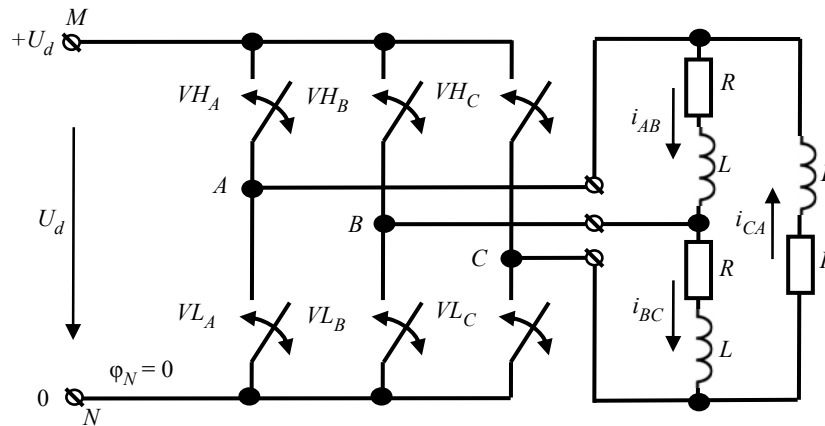


Рис. 1. Иллюстрация широтно-импульсной модуляции напряжения
Fig. 1. Illustration of pulse-width voltage modulation

Полумосты трехфазного электронно-ключевого моста ПЭЭ далее обозначаются A, B, C . Коммутация этих полумостов осуществляется таким образом, что работает или нижний, или верхний ключ. Отсюда следует, что для аналитического описания процесса управления полумостами $X = A, B, C$ можно ограничиться заданием коммутационных импульсных функций только верхних ключей моста. При этом состояния «мертвого времени» не учитываются.

Будем предполагать, что заданы модулирующие функции фазных напряжений $g_A = u_A/U_d$; $g_B = u_B/U_d$; $g_C = u_C/U_d$, где u_A, u_B, u_C – фазные напряжения на нагрузке; U_d – напряжение источника питания. Эти функции удовлетворяют соотношению $g_A + g_B + g_C = 0$.

Модулирующие функции линейных напряжений $g_{AB} = u_{AB}/U_d$; $g_{BC} = u_{BC}/U_d$; $g_{CA} = u_{CA}/U_d$ могут быть получены через модулирующие функции фазных напряжений и потенциалов полумостов ПЭЭ на основе известных формул [6]:

$$\begin{aligned} g_{AB} &= g_A - g_B = \gamma_A - \gamma_B; \\ g_{BC} &= g_B - g_C = \gamma_B - \gamma_C; \\ g_{CA} &= g_C - g_A = \gamma_C - \gamma_A, \end{aligned}$$

где γ_X – скважность импульса в полумосте $X = A, B, C$ преобразователя.

В [12], [16] показано, что если заданы функции $g_A(\tau), g_B(\tau), g_C(\tau)$, то можно построить коммутационную булеву функцию неработающего (пассивного) полумоста ПЭЭ, которая будет определять включенные состояния его верхних и нижних ключевых элементов:

$$x_0(\beta) = 1 \left[g_A(\tau - f^* \beta) g_B(\tau - f^* \beta) g_C(\tau - f^* \beta) \right],$$

где $1(x)$ – единичная функция аргумента x ; τ – относительное время, $\tau = t/T_0$. За базовое значение времени принимается период модуляции T_0 ; $\beta \in [-f^*/12, f^*/12]$ – параметр сдвига булевой переменной.

Значение параметра сдвига задает возможный вариант трехфазной модуляции с минимальным числом коммутаций ключевых элементов. Булева переменная $x_0(\beta)$ – это периодическая функция времени. Частота этой функции в три раза больше частоты модулирующих функций напряжения. Зная функцию $x_0(\beta)$, можно записать выражение для функции предмодуляции, которая определяет режим Н-ШИМ в системе преобразователь–электродвигатель [8]:

$$g_0(\beta) = \begin{pmatrix} 1/2 - x_0(\beta) + x_0(\beta) \max\{g_A, g_B, g_C\} + \\ + [1 - x_0(\beta)] \min\{g_A, g_B, g_C\} \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Используя функцию $x_0(\beta)$, можно математически описать выражение для модулирующих функций ключевых элементов ПЭЭ:

$$\gamma_X = 1/2 + g_X - g_0(\beta).$$

Параметр β задает значение функции предмодуляции $g_0(\beta)$ и алгоритм Н-ШИМ (в зарубежной литературе DPWM). Обычно используются следующие значения: $\beta = 0$; $\beta = 1/12$; $\beta = 1/6$.

Для алгоритма с включением верхних ключевых элементов полумостов ПЭЭ функция предмодуляции для всех трех интервалов времени Н-ШИМ на периоде модулирующих функций фазных напряжений запишется в следующем виде:

$$g_0^H = \max\{g_A, g_B, g_C\} - 1/2. \quad (2)$$

Модулирующие функции ключей полумостов $X = A, B, C$ ПЭЭ можно записать через функцию предмодуляции в виде

$$\gamma_X = 1 + g_X - g_0^H.$$

Для алгоритма с включением нижних ключевых элементов полумостов ПЭЭ функция предмодуляции для всех трех интервалов времени Н-ШИМ на периоде модулирующих функций фазных напряжений будет определяться выражением

$$g_0^L = \min\{g_A, g_B, g_C\} + 1/2. \quad (3)$$

Используя полученное выражение, можно записать модулирующие функции ключевых элементов полумостов $X = A, B, C$ ПЭЭ в следующем виде: $\gamma_X = g_X - g_0^L$.

Для сравнительной оценки возможных алгоритмов ШИМ по критерию дисперсии тока необходимо определить ее интегральную составляющую. Из [8] следует, что интегральная дисперсия тока в трехфазной системе преобразователь–электродвигатель зависит от следующих параметров: коэффициента амплитуды a , относительной частоты модуляции f^* , коэффициента Δa_X смещения импульсов относительно центра интервала ШИМ и функции предмодуляции $g_0(\beta)$. При этом коэффициент смещения импульсов можно представить в виде выражения $\Delta a_X = a_X - (1 - \gamma_X)/2$.

Из [6] следует, что наибольшее и наименьшее среднеквадратичные отклонения функции предмодуляции $g_0(\beta)$ от оптимальной функции предмодуляции g_0^O достигаются при $g_0^{HL_0} = g_0^O$ и $g_0^{HL_1} = g_0(f^*/12)$. Следовательно, наименьшую дисперсию тока Н-ШИМ будет обеспечивать при использовании функции предмодуляции $g_0^{HL_1}$ при $\beta = f^*/12$. Таким образом, интегральную дисперсию удобно определять для двух значений параметра сдвига булевой функции $\beta = 0$ и $\beta = f^*/12$. Для сравнительной оценки алгоритмов при Н-ШИМ и П-ШИМ сформируем критерий в виде коэффициентов эффективности:

$$Z_{HL_0}(a, f^*) = \frac{ED(a, f^*, \Delta a_X^O, g_0^O)}{ED(a, f^*, \Delta a_X^O, g_0^{HL_0})};$$

$$Z_{HL_1}(a, f^*) = \frac{ED(a, f^*, \Delta a_X^O, g_0^O)}{ED(a, f^*, \Delta a_X^O, g_0^{HL_1})},$$

где $Z_{HL_0}(a, f^*)$ и $Z_{HL_1}(a, f^*)$ – коэффициенты эффективности Н-ШИМ соответственно при $\beta = 0$ и $\beta = f^*/12$; $ED(a, f^*, \Delta a_X^O, g_0^O)$ – минимальное значение интегральной дисперсии тока в трехфазной нагрузке при оптимальной функции предмодуляции g_0^O и коэффициенте смещения импульсов $\Delta a_X^O = \Delta a_X(X = A, B, C)$; $ED(a, f^*, \Delta a_X^O, g_0^{HL_0})$ и $ED(a, f^*, \Delta a_X^O, g_0^{HL_1})$ – значения интегральной дисперсии тока в трехфазной нагрузке при Н-ШИМ для $\beta = 0$ и $\beta = f^*/12$ соответственно.

Оптимальное значение дисперсии тока нагрузки по критерию ее минимума и значение функции предмодуляции получены в [6], [10] и имеют вид

$$ED(a, f^*, \Delta a_X^O, g_0^O) = \frac{\varepsilon^2 a^2}{96} \left(1 - \frac{16a}{3\pi} + \frac{7a^2}{8} + \frac{3.3 - 5.3a + 6.3a^2}{f^{*2}} \right), \quad (4)$$

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

где $\varepsilon = T_0/T$ – характеристика фильтрующих свойств нагрузки ПЭЭ.

На рис. 2, *a* представлена зависимость коэффициентов эффективности $Z_{HL_0}(a, f^*)$ и $Z_{HL_1}(a, f^*)$ Н-ШИМ в функции коэффициента амплитуды a . График построен для наиболее широко используемого значения относительной частоты номинальной модуляции $f_n^* = 40$ для двух значений сдвига импульсов $\beta = f^*/12$ и $\beta = 0$ булевой функции $x_0(\beta)$. Рис. 2, *б* иллюстрирует зависимость коэффициента эффективности Н-ШИМ в зависимости от относительной частоты модуляции f^* . График построен для коэффициента амплитуды $a = 0.972$ и тех же значений сдвига импульсов.

Анализ выражений (4) показывает, что при одном и том же алгоритме управления и частоте модуляции f^* при использовании Н-ШИМ по сравнению с П-ШИМ интегральная дисперсия тока нагрузки $ED(a, f^*, \Delta a_X, g_0)$ будет значительно меньше. Кроме того, если в Н-ШИМ повысить частоту модуляции, то можно дополнительно снизить дисперсию тока в трехфазной нагрузке в k раз. При этом значение дисперсии будет определяться выражением $ED[a, f^*/k, \Delta a_X^O, g_0(\beta)]/k$.

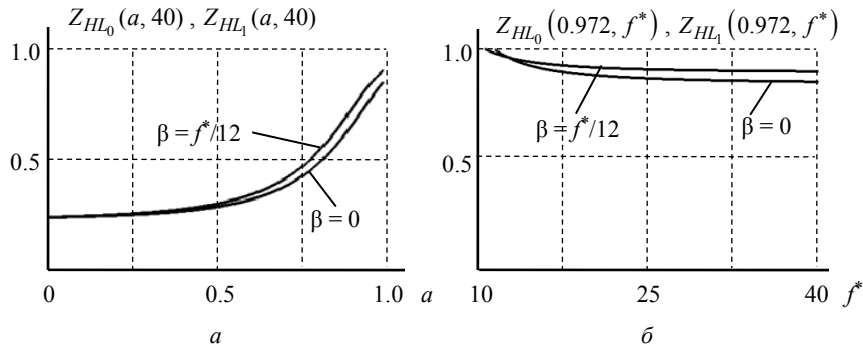


Рис. 2. Зависимости коэффициентов эффективности Н-ШИМ в функции от: a – коэффициента амплитуды; b – относительной частоты модуляции f^*
Fig. 2. The dependences of the efficiency coefficients of the N-PWM as a function of: a – the amplitude coefficient; b – the relative frequency of modulation f^*

Из полученных выражений можно определить границу, которая будет определять целесообразность использования Н-ШИМ или П-ШИМ при минимально возможном числе коммутаций ключевых элементов ПЭЭ. Область целесообразности использования П-ШИМ или Н-ШИМ удобно задать в пространстве параметров a , f_n^* . Границу этой области (рис. 3) можно найти из следующего равенства:

$$\frac{kED(a, f^*, \Delta a_X^O, g_0^O)}{ED(a, kf^*, \Delta a_X^O, g_0^{HL_0})} = \frac{kED(a, f^*, \Delta a_X^O, g_0^O)}{ED(a, kf^*, \Delta a_X^O, g_0^{HL_1})} = 1,$$

где $g_0^{HL_0} = g_0(0)$ и $g_0^{HL_1} = g_0(f^*/12)$ – функции предмодуляции, определенные выражением (1); g_0^O – функция предмодуляции оптимальной ШИМ; $f^* = f_n^*/a$.

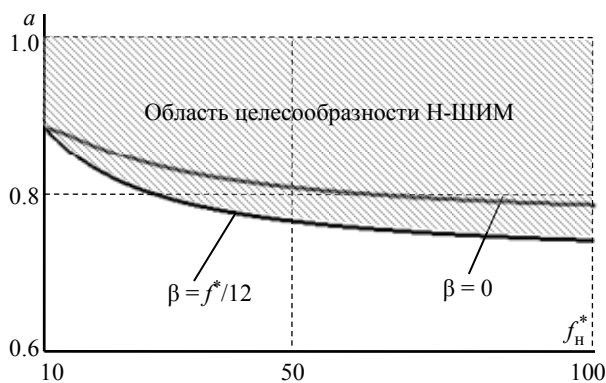


Рис. 3. Область целесообразности Н-ШИМ при повышенной номинальной частоте модуляции f_n^*
Fig. 3. The area of expediency of N-PWM at an increased nominal modulation frequency f_n^*

Из рис. 3 следует, что в случае повышения частоты ШИМ при минимально возможном числе коммутаций можно получить меньшие значения дисперсии тока при условии выполнения следующих ограничений: $a > 0.73$ и $f_n^* > 50$. При использовании функции предмодуляции $g_0^{HL_1}$ и полученного значения параметра сдвига импульсов $\beta = f^*/12$ булевой функции $x_0(\beta)$ можно получить большее значение области целесообразной ШИМ, при которой обеспечивается минимально возможное число коммутаций ключевых элементов ПЭЭ.

Графики коэффициента эффективности, характеризующие алгоритмы Н-ШИМ при повышенной частоте модуляции для различных значений параметра сдвига импульсов булевой функции $x_0(\beta)$, приведены на рис. 4.

Если параметры a и f_n^* не принадлежат допустимой области целесообразной Н-ШИМ, то коэффициент эффективности модуляции становится меньше единицы: $Z_{HL_1}(a, f^*) < 1$. Например, при $a = 0.5$ и $f_n^* = 40$ коэффициент эффективности модуляции с минимальным числом коммутаций

$$Z_{HL_0}(0.5; 40) = 0.585; \\ Z_{HL_1}(0.5; 40) = 0.612.$$

При значениях коэффициента амплитуды $a < 0.75$, как это следует из анализа, целесообразно использование трехфазной П-ШИМ, которая настраивается по критерию минимального значения дисперсии тока в нагрузке. Установлено [8], что значение дисперсии тока в нагрузке существенно зависит от значения коэффициента амплитуды. В том случае, если $a \approx 0.75$, следует

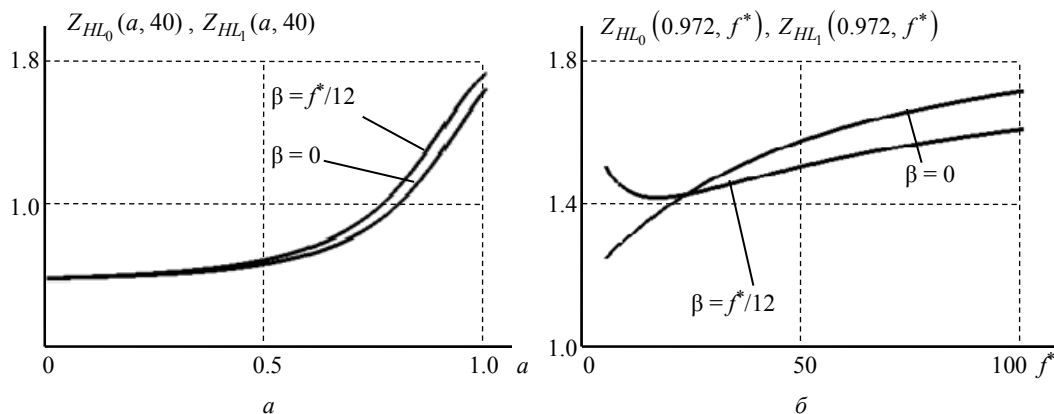


Рис. 4. Зависимости коэффициентов эффективности Н-ШИМ при повышенной частоте модуляции в функции от: a – коэффициента амплитуды; b – относительной частоты модуляции f^*
 Fig. 4. The dependences of the efficiency coefficients of the N-PWM at an increased modulation frequency as a function of: a – the amplitude coefficient; b – the relative frequency of modulation f^*

ориентироваться на Н-ШИМ. При этом функцию предмодуляции можно записать в виде

$$g_0 = 1/2 - A + A \max\{g_A, g_B, g_C\} + (1 - A) \min\{g_A, g_B, g_C\},$$

где переменная A определяется выражением $A = (1 - z_0)/2 + z_0 1(g_{AB}g_{BC}g_{CA})$; $z_0 = 1(a - 0.75)$ – булева функция переключения с оптимальной П-ШИМ на Н-ШИМ и может принимать значения 0; 1/2; 1.

В зависимости от коэффициента амплитуды a булева функция переключает функцию предмодуляции g_0 с (4) для классической П-ШИМ или выражения для векторной П-ШИМ [6] на (1) при $\beta = f^*/12$.

На основе алгоритмов с минимальным числом коммутаций ключевых элементов ПЭЭ актуальны также алгоритмы ШИМ с равномерным распределением потерь энергии в этих ключах. Очевидно, что при наличии датчиков температуры ключей у мощных электронных преобразователей энергии можно синтезировать алгоритмы, которые будут автоматически следить за равномерным распределением потерь энергии в ключевых элементах [5], [17].

Для уменьшения числа коммутаций при наличии датчиков нагрева ключевых элементов целесообразно чередовать включение верхних и нижних ключей по их тепловому состоянию. Если наблюдается большой нагрев верхних ключей, то следует использовать алгоритм с включением нижних ключей полумостов ПЭЭ. Анализ показывает, что в стационарных режимах при использовании функции предмодуляции (2) потери энергии в верхних ключевых элементах ПЭЭ будут превышать потери энергии в нижних ключевых

элементах. Обратная картина наблюдается при использовании функции предмодуляции (3). В этом случае потери энергии в нижних ключевых элементах ПЭЭ станут превышать потери энергии в его верхних ключевых элементах. Таким образом, для уравнивания потерь энергии в ключевых элементах ПЭЭ можно синтезировать алгоритм, который будет предусматривать реализацию как функции предмодуляции (2), так и функции предмодуляции (3). Эти вопросы представляют самостоятельную проблему и выходят за рамки настоящего исследования.

Обсуждение результатов. Системы частотно-го управления электроприводами на основе ШИМ находят самое широкое применение на практике. От выбора того или иного алгоритма ШИМ и способа управления ключевыми элементами ПЭЭ во многом зависит качество системы преобразователь–электродвигатель, которое, в частности, определяется потерями в ключевых элементах и дисперсией тока в нагрузке.

Применение предложенного подхода позволяет определить область целесообразного использования полнофазных и неполнофазных алгоритмов ШИМ при оптимизации модуляции по критерию минимального значения дисперсии тока в системе преобразователь–электродвигатель. Установлено также, что при реализации Н-ШИМ за счет увеличения частоты коммутации ключевых элементов ПЭЭ можно добиться одинаковых потерь энергии в ПЭЭ в случае использования П-ШИМ и Н-ШИМ.

Н-ШИМ, в которой применяется алгоритм очередного включения нижних и верхних ключевых элементов ПЭЭ в зависимости от температуры их нагрева позволяет более равномерно распределять потери энергии между ними. При этом износ

всех ключевых элементов ПЭЭ станет одинаковым, что приведет к повышению долговечности этих элементов. В [8] показано, что возможно применение алгоритма, при котором поочередно работают как П-ШИМ, так и Н-ШИМ. В этом случае за счет выбора положения импульсов на заданном интервале модуляции при коэффициентах амплитуды, близких к единице, можно добиться почти двукратного снижения дисперсии тока нагрузки.

Выводы и заключение. Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы.

1. Для синтеза систем управления преобразователем наряду с полнофазными применяются и неполнофазные способы управления ШИМ, достоинство которых состоит в относительно низком числе коммутаций ключевых элементов ПЭЭ.

2. Для сравнительной оценки алгоритмов сформулирован критерий в виде коэффициентов эффективности для полнофазных и неполнофазных способов управления ШИМ, которые определяются как отношение минимального значения интегральной дисперсии тока в трехфазной нагрузке при оптимальной функции предмодуля-

ции к соответствующему значению дисперсии для П-ШИМ и Н-ШИМ.

3. Получена область допустимых значений коэффициента амплитуды модуляции и относительной частоты модуляции, которая определяет границу целесообразного применения полнофазных и неполнофазных алгоритмов ШИМ.

4. Получены графики изменения коэффициента эффективности алгоритма Н-ШИМ в зависимости от коэффициента амплитуды и относительной частоты модуляции. Из графиков следует, что при малых значениях коэффициента амплитуды модуляции предпочтение нужно отдать полнофазным алгоритмам ШИМ, а при больших значениях – неполнофазным алгоритмам ШИМ.

5. При низких частотах модуляции, например в случае, когда приводные электродвигатели имеют большую мощность, возможно использование алгоритмов с поочередной реализацией полнофазных и неполнофазных ШИМ. При этом можно добиться существенного снижения дисперсии тока в нагрузке, что весьма актуально для гребных электроприводов [8].

Список литературы

1. Гельвер Ф. А., Белоусов И. В., Самосейко В. Ф. Понятия, термины и определения в ключевой электронной технике // Тр. Крыловского гос. научного центра. 2020. Т. 1, № 391. С. 133–139. doi: 10.24937/2542-2324-2020-1-391-133-139.

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 Trans. on Power Electronics. 2010. Vol. 26, № 5. P. 1385–1395. doi: 10.1109/TPEL.2010.2081689.

4. Трехфазная синусоидальная модифицированная широтно-импульсная модуляция первого рода в автономных инверторах / Б. Ф. Дмитриев, С. Я. Галушин, А. М. Лихоманов, А. Ю. Розов // Морской вестн. 2017. Т. 61. № 1. 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, № 4. P. 991–1001. doi: 10.1109/TPEL.2008.2009635.

6. Белоусов И. В., Самосейко В. Ф., Саушев А. В. Оптимальная широтно-импульсная модуляция в системе управления электроприводом // Вест. ГУМРФ им. адм. С. О. Макарова. 2022. Т. 14, № 3. С. 463–471. doi: 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 // 2018

Intern. Russ. Automation Conf. (RusAutoCon). Sochi, Russia: IEEE, 2018. Art. 8501699. P. 1–4. doi: 10.1109/RUSAUTOCON.2018.8501699.

8. Белоусов И. В., Самосейко В. Ф. Комбинированная оптимальная широтно-импульсная модуляция по критерию дисперсии тока в гребных электроприводах // Вест. ГУМРФ им. адм. С. О. Макарова. 2018. Т. 10, № 4. С. 841–856. doi: 10.21821/2309-5180-2018-10-4-841-856.

9. Гуськов В. О., Лавин А. В. Сравнительный анализ математических описаний и методов широтно-импульсной модуляции // Вест. Астраханского ГТУ. Сер.: Морская техника и технология. 2023. № 3. С. 74–81. doi: 10.24143/2073-1574-2023-3-74-81.

10. Nava A. M., Çetin N. O. A Generalized Scalar PWM Approach with Easy Implementation Features for Three-Phase, Three-Wire Voltage-Source Inverters // IEEE Trans. on Power Electronics. 2011. Vol. 26, № 5. P. 1385–1395. doi: 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 Trans. on power electronics. 2013. Vol. 29, № 1. P. 386–395. doi: 10.1109/TPEL.2013.2248172.

12. Обухов С. Г., Чаплыгин Е. Е., Кондратьев Д. Е. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения // Электричество. 2008. № 8. С. 23–31.

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. S. Space vector based high performance discontinuous pulse width modulation algorithms for VSI Fed AC Drive // *Innovative Systems Design and Engin. (IJSR)*. 2016. Vol. 5, iss. 7. P. 203–208.

16. Belousov I. V., Samoseiko V. F., Saushev A. V. Optimal pulse-width modulation with three bridges on criterion of power losses at load // 2019 Intern. Conf. on

Industrial Eng., Appl. and Manuf. (ICIEAM). Sochi, Russia: IEEE, 2019. Art. 8743011. doi: 10.1109/ICIEAM.2019.8743011.

17. Минимизация и перераспределение коммутационных потерь в инверторе напряжения при использовании алгоритма широтно-импульсной модуляции с прогнозированием / А. С. Анучин, М. А. Гуляева, Д. М. Шпак, Д. И. Алямкин, М. М. Лашкевич // *Вестн. МЭИ*. 2019. № 1. С. 79–85. doi: 10.24160/1993-6982-2019-1-79-85.

Информация об авторах

Саушев Александр Васильевич – д-р техн. наук, зав. кафедрой электропривода и электрооборудования береговых установок, ФГБОУ ВО «ГУМРФ им. адм. С. О. Макарова». ул. Двинская, 5/7, Санкт-Петербург, 198035, Россия.

E-mail: saushev@bk.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2657-9500>

Белюсов Игорь Владимирович – доцент кафедры электропривода и электрооборудования береговых установок, ФГБОУ ВО «ГУМРФ им. адм. С. О. Макарова». ул. Двинская, 5/7, Санкт-Петербург, 198035, Россия

E-mail: ibel@bk.ru

<https://orcid.org/0000-0002-9754-1318>

Самосейко Вениамин Францевич – д-р техн. наук, профессор кафедры электропривода и электрооборудования береговых установок, ФГБОУ ВО «ГУМРФ им. адм. С. О. Макарова». ул. Двинская, 5/7, Санкт-Петербург, 198035, Россия.

E-mail: samoseyko@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2407-1922>

References

1. Gel'ver F. A., Belousov I. V., Samosejko V. F. Ponjacija, terminy i opredelenija v ključevoj jelektronnoj tehnike // *Tr. Krylovskogo gos. nauchnogo centra*. 2020. T. 1, № 391. S. 133–139. doi: 10.24937/2542-2324-2020-1-391-133-139. (In Russ.).

2. Klimov V. Chastotno-jenergeticheskie parametry SHIM-invertorov sistem bescperebojnogo pitaniya // *Silovaja jelektronika*. 2009. № 22. S. 66–71. (In Russ.).

3. Hava A. M., Çetin N. O. A generalized scalar PWM approach with easy implementation features for three-phase, three-wire voltage-source inverters // *IEEE Trans. on Power Electronics*. 2010. Vol. 26, № 5. P. 1385–1395. doi: 10.1109/TPEL.2010.2081689.

4. Trehfaznaja sinusoidal'naja modifitsirovannaja shirotno-impul'snaja moduljacija pervogo roda v avtonomnyh invertorah / B. F. Dmitriev, S. Ja. Galushin, A. M. Lihomanov, A. Ju. Rozov // *Morskoy vestn.* 2017. T. 61. № 1. S. 69–72. (In Russ.).

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, № 4. P. 991–1001. doi: 10.1109/TPEL.2008.2009635.

6. Belousov I. V., Samosejko V. F., Saushev A. V. Optimal'naja shirotno-impul'snaja moduljacija v sisteme upravlenija jeleketroprivodom // *Vest. GUMRF im. adm. S. O. Makarova*. 2022. T. 14, № 3. S. 463–471. doi: 10.21821/2309-5180-2022-14-3-463-471. (In Russ.).

7. Samoseiko V. F., Belousov I. V., Saushev A. V. Optimized single-phase pulse-width modulation // 2018 Intern. Russ. Automation Conf. (RusAutoCon). Sochi, Russia: IEEE, 2018. Art. 8501699. P. 1–4. doi: 10.1109/RUSAUTOCON.2018.8501699.

8. Belousov I. V., Samosejko V. F. Kombinirovannaja optimal'naja shirotno-impul'snaja moduljacija po kriteriju dispersii toka v grebnyh jeleketroprivodah // *Vestn. GUMRF im. adm. S. O. Makarova*. 2018. T. 10, № 4. S. 841–856. doi: 10.21821/2309-5180-2018-10-4-841-856. (In Russ.).

9. Gus'kov V. O., Lavin A. V. Sravnitel'nyj analiz matematicheskikh opisaniy i metodov shirotno-impul'snoj moduljatsii // *Vest. Astrahanskogo GTU. Ser.: Morskaja tehnika i tehnologija*. 2023. № 3. S. 74–81. doi: 10.24143/2073-1574-2023-3-74-81. (In Russ.).

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 Trans.*

on Power Electronics. 2011. Vol. 26. № 5. P. 1385–1395. doi: 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 Trans. on power electronics. 2013. Vol. 29. № 1. P. 386–395. doi: 10.1109/TPEL.2013.2248172.

12. Obuhov S. G., Chaplygin E. E., Kondrat'ev D. E. Shirotno-impul'snaja moduljacija v trehfaznyh invertorah naprjazhenija // Jelektrichestvo. 2008. № 8. S. 23–31. (In Russ.).

13. Bahovcev I. A., Zinov'ev G. S. Obobshhennyj analiz vyhodnoj jenerгии mnogofaznyh mnogourovnevnyh invertorov naprjazhenija s shirotno-impul'snoj moduljaciej // Jelektrichestvo. 2016. № 4. S. 26–33. (In Russ.).

14. Chaplygin E. E., Huhtikov S. V. Shirotno-impul'snaja moduljacija s passivnoj fazoj v trehfaznyh invertorah naprjazhenija // Jelektrichestvo. 2011. № 5. S. 53–61. (In Russ.).

15. Nayeemuddin M., Rao C. S. Space vector based high performance discontinuous pulse width modulation algorithms for VSI Fed AC Drive // Innovative Systems Design and Engin. (IJSR). 2016. Vol. 5, iss. 7. P. 203–208.

16. Belousov I. V., Samoseiko V. F., Saushev A. V. Optimal pulse-width modulation with three bridges on criterion of power losses at load // 2019 Intern. Conf. on Industrial Eng., Appl. and Manuf. (ICIEAM). Sochi, Russia: IEEE, 2019. Art. 8743011. doi: 10.1109/ICIEAM.2019.8743011.

17. Minimizacija i pereraspredelenie kommutacionnyh poter' v invertore naprjazhenija pri ispol'zovanii algoritma shirotno-impul'snoj moduljaciej s prognozirovanijem / A. S. Anuchin, M. A. Guljaeva, D. M. Shpak, D. I. Aljamkin, M. M. Lashkevich // Vest. Mjel. 2019. № 1. S. 79–85. doi: 10.24160/1993-6982-2019-1-79-85. (In Russ.).

Information about the authors

Aleksander V. Saushev – Dr Sci. (Eng.), Head of the Department of Electric Drive and Electrical Equipment Onshore Installations, Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping. Dvinskaya St., 5/7, St. Petersburg, 198035, Russia.

E-mail: saushev@bk.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2657-9500>

Igor V. Belousov – Associate Professor of the Department of Electric Drive and Electrical Equipment Onshore Installations, Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping. Dvinskaya St., 5/7, St. Petersburg, 198035, Russia.

E-mail: ibel@bk.ru

<https://orcid.org/0000-0002-9754-1318>

Veniamin F. Samoseiko – Dr Sci. (Eng.), Professor of the Department of Electric Drive and Electrical Equipment Onshore Installations, Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping. Dvinskaya St., 5/7. 49, St. Petersburg, 198035, Russia.

E-mail: samoseyko@mail.ru

<https://orcid.org/0000-0003-2407-1922>

Статья поступила в редакцию 21.05.2024; принята к публикации после рецензирования 27.08.2024; опубликована онлайн 25.11.2024.

Submitted 21.05.2024; accepted 27.08.2024; published online 25.11.2024.
