

DOI: 10.21821/2309-5180-2018-10-4-841-856

COMBINED OPTIMAL PULSE WIDTH MODULATION ACCORDING TO THE CRITERION OF VARIANCE OF CURRENT IN PROPULSION ELECTRICAL INSTALLATIONS OF SHIPS

I. V. Belousov, V. F. Samosejko

Admiral Makarov State University of Maritime and Inland Shipping,
St. Petersburg, Russian Federation

An analytical approach to the quality optimization of three-phase and two-phase pulse width modulation (PWM) in a three-phase bridge circuit is considered. To assess the quality of modulation, the mean square error of current modulation for the modulation period (local variance) and for the period of the modulating function (integral variance) is used. The free variables that can be used to optimize the three-phase PWM are the pulse offset parameters relative to the center of the modulation interval and the zero-sequence signal. The free variables that can be optimized for the two-PHASE PWM are the pulse offset parameters relative to the center of the modulation interval and the shift parameter of the passive phase switching function. The analysis of current dispersion for three-phase pulse width modulation and two-phase pulse width modulation is carried out. The switching functions of optimal three-phase and two-phase pulse-width modulation are synthesized according to the criterion of current dispersion in the load. With two-phase modulation, dynamic energy losses in the valves are reduced. It is shown that the use of two-phase modulation allows to raise the modulation frequency to the level at which the energy losses in the electronic keys are the same in the two-phase and three-phase modulation. In the case of equal energy losses in electronic keys, comparison of the optimal three-phase and two-phase modulation by the criterion of current dispersion in the load shows that at high modulation frequency and the amplitude modulation coefficient of more than 0,69, the use of two-phase modulation is preferred. The analysis of the current dispersion generated by three-phase and two-phase PWM is performed. Switching functions of optimal three-phase and two-phase PWM are synthesized by the criterion of current dispersion in the load. It is shown that the optimization of the pulse displacement parameters relative to the center of the modulation interval is effective only at low modulation frequency. The efficiency of optimization of two-PHASE PWM by the parameter of shift of the passive phase switching function is small and does not exceed 7%. Two-phase modulation reduces dynamic energy losses in electronic keys. It is shown that the use of two-phase modulation allows to raise the modulation frequency to the level at which the energy losses in the keys are the same in the two-phase and three-phase PWM. Comparison of the optimal three-phase and two-phase PWM by the criterion of current dispersion in the load shows that at high modulation frequency and the amplitude modulation coefficient of more than 0.69, the use of two-phase modulation is preferred. The algorithm of combined optimal control of the frequency Converter using three-phase and two-phase modulation, the use of which leads to a significant reduction in the dispersion of currents at low modulation frequencies, is synthesized. A consequence of the reduced dispersion of current is the reduction of energy losses due to modulation and vibrating characteristics in rowing electric drives of large power.

Keywords: three-phase frequency Converter, pulse-width modulation, modulation quality, optimization, propeller motor.

For citation:

Belousov, Igor V., and Veniamin F. Samosejko. "Combined optimal pulse width modulation according to the criterion of variance of current in propulsion electrical installations of ships." *Vestnik Gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S. O. Makarova* 10.4 (2018): 841–856. DOI: 10.21821/2309-5180-2018-10-4-841-856.

УДК 621.341.572

КОМБИНИРОВАННАЯ ОПТИМАЛЬНАЯ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ ПО КРИТЕРИЮ ДИСПЕРСИИ ТОКА В ГРЕБНЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДАХ

И. В. Белоусов, В. Ф. Самосейко

ФГБОУ ВО «ГУМРФ имени адмирала С.О. Макарова»,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Рассмотрен аналитический подход к оптимизации качества полнофазной и неполнофазной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) в трехфазном электронно-ключевом мосту. Для оценки качества модуляции используется среднеквадратичная ошибка модуляции по току на периоде модуляции (локальная дисперсия) и на периоде модулирующей функции (интегральная дисперсия). Свободными переменными, по которым можно вести оптимизацию трехфазной ШИМ, являются параметры смещения импульсов относительно центра интервала модуляции и функция предмодуляции. Свободными переменными, по которым можно вести оптимизацию двухфазной ШИМ, являются параметры смещения импульсов относительно центра интервала модуляции и параметр смещения коммутационной функции пассивных фаз. Выполненный анализ дисперсии тока, порождаемого трехфазной и двухфазной ШИМ, позволил синтезировать коммутационные функции оптимальной полнофазной и неполнофазной ШИМ по критерию дисперсии тока в нагрузке. Показано, что оптимизация по параметрам смещения импульсов относительно центра интервала модуляции эффективна лишь при низкой частоте модуляции. Эффективность оптимизации неполнофазной ШИМ по параметру смещения коммутационной функции пассивных фаз мала и не превышает 7 %. При неполнофазной модуляции уменьшаются динамические потери энергии в вентилях. Показано, что применение неполнофазной модуляции позволяет поднять частоту модуляции до уровня, при котором потери энергии в ключах при неполнофазной и полнофазной модуляции совпадают. Сравнение оптимальной полнофазной и неполнофазной модуляции по критерию дисперсии тока в нагрузке показывает, что при высокой частоте модуляции и коэффициенте амплитудной модуляции более 0,69 предпочтительно использование неполнофазной модуляции. Синтезирован алгоритм комбинированного оптимального управления преобразователем частоты с использованием полнофазной и неполнофазной модуляции, использование которого ведет к существенному снижению дисперсии токов при низких частотах модуляции. Следствием снижения дисперсии тока является уменьшение потерь энергии от модуляции и виброшумовых характеристик в гребных электроприводах большой мощности.

Ключевые слова: трехфазный преобразователь, широтно-импульсная модуляция, качество модуляции, оптимизация, гребной электродвигатель.

Для цитирования:

Белоусов И. В. Комбинированная оптимальная широтно-импульсная модуляция по критерию дисперсии тока в гребных электроприводах / И. В. Белоусов, В. Ф. Самосейко // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. — 2018. — Т. 10. — № 4. — С. 841–856. DOI: 10.21821/2309-5180-2018-10-4-841-856.

Введение (Introduction)

Управление потоками электрической энергии посредством широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с развитием силовой электроники нашло широкое применение в различных областях техники, в частности для управления гребными электродвигателями. Качество ШИМ существенно зависит от частоты следования импульсов. Однако увеличение частоты модуляции ведет к возрастанию динамических потерь в электронных ключах. Большие частоты модуляции применяются в электрических преобразователях меньшей мощности. Мощности преобразователей электрической энергии, реализуемых на полностью управляемых электронных ключах, неуклонно растут. Так, мощность единичных преобразователей частоты, используемых в системах электродвижения судов, в настоящее время достигает 5 МВт и более. В преобразователях большой мощности частота модуляции не превышает 1 кГц.

В данной работе рассматриваются алгоритмы оптимальной ШИМ по критерию потерь энергии в электронных ключах. Применение оптимального алгоритма ШИМ повышает качество тока в нагрузке и ведет к снижению потерь мощности в гребных электродвигателях и уменьшению виброшумовых характеристик электроприводов. Поэтому повышение качества модуляции является актуальной задачей.

Методы и материалы (Methods and Materials)

Описание функционирования электронно-ключевого трехфазного моста. Управление гребными электроприводами, как правило, осуществляется трехфазными электронно-ключевыми мостами (рис.1), состоящими из трех полумостов. Полумост состоит из двух последовательно соединенных ключей: VH_X и VL_X ($X = A, B, C$). Питание электронно-ключевого моста осуществляется

от источника постоянного напряжения U_d . Общий потенциал нижних ключей и источника питания принимается равным нулю. Общий потенциал верхних ключей и источника питания принимается равным напряжению источника питания U_d . Трехфазная нагрузка представляет собой LR — фильтр низкой частоты. Нагрузка может соединяться звездой (рис. 1, а) или треугольником (рис. 1, б). Для описания функционирования полумостов используется относительное время $\tau = t/T_0$, где t — текущее время; T_0 — период модуляции. пилообразная функция $\phi = \tau - \text{floor}(\tau)$ от относительного времени τ описывает относительное время, нулевое значение которого соответствует началу интервала ШИМ, а значение 1 — его концу, где $\text{floor}(\tau)$ — дробная часть числа τ .

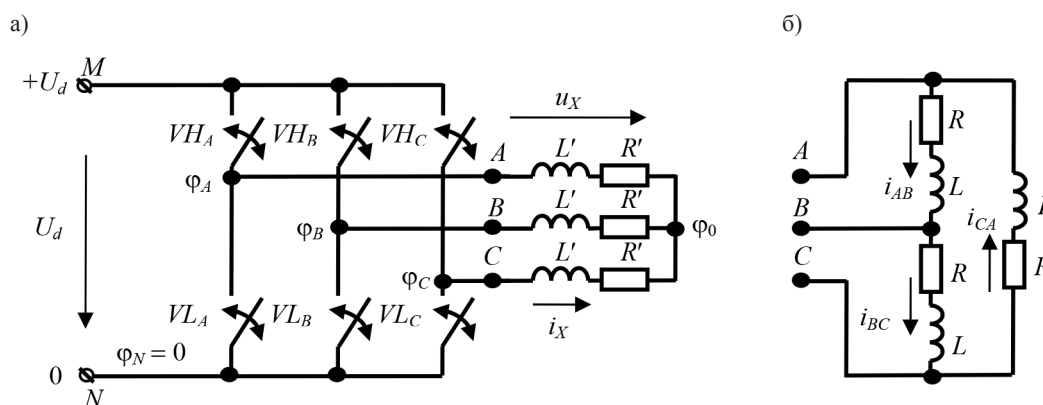


Рис. 1. Трехфазная мостовая схема при соединении нагрузки:
а — звездой; б — треугольником

Под ШИМ в данной работе понимается процесс аппроксимации желаемого гладкого потенциала Γ_X на выводах нагрузки $X = A, B, C$ импульсами потенциала $\phi_X = U_d \cdot \chi_X$ узла $X = A, B, C$, где χ_X — периодическая булева функция, принимающая значения 0 или 1 (коммутационная функция полумоста). Отношение

$$y_X = \Gamma_X / U_d \quad (1)$$

будем называть *модулирующей функцией потенциала полумоста X*. В режиме модуляции модулирующие функции полумостов должны удовлетворять неравенствам $0 \leq y_X \leq 1$. Если модулирующие функции полумостов $y_X > 1$ или $y_X < 0$, то режим работы называется *перемодуляцией*.

Полагается, что желаемые фазные напряжения на нагрузке заданы в виде гладких функций G_X . Отношение

$$g_X = G_X / U_d \quad (2)$$

называется *модулирующей функцией фазного напряжения G_X* . Модулирующая функция фазного напряжения связана с модулирующей функцией полумоста очевидным соотношением

$$y_X = g_X + \gamma_0,$$

где $\gamma_0 = \Gamma_0 / U_d$ — нулевая потенциальная функция полумоста; Γ_0 — желаемый гладкий потенциал общей точки нагрузки, соединенной звездой. Функция

$$g_0 = \gamma_0 - 1/2$$

в отечественной литературе называется *функцией предмодуляции, или сигналом нулевой последовательности*. Модулирующие функции линейного напряжения связаны с модулирующими функциями фазных напряжений соотношениями:

$$g_{XY} = g_X - g_Y = y_X - y_Y, \quad (3)$$

где $X, Y = A, B, C$ — узлы электронно-ключевого моста (см. рис. 1, а). Симметричная система модулирующих функций фазных напряжений на нагрузке должна удовлетворять соотношению

$$g_A + g_B + g_C = 0. \quad (4)$$

Обычно модулирующие функции напряжений являются синусоидальными:

$$g_A = \frac{a}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \tau}{f^*}\right); \quad g_B = \frac{a}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \tau}{f^*} - \rho\right); \quad g_C = \frac{a}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot \tau}{f^*} + \rho\right), \quad (5)$$

где $a \in [0, 1]$ — коэффициент амплитуды модуляции; $\rho = 2\pi/3$ — угол фазового сдвига; f^* — относительная частота ШИМ, равная отношению периода модулирующей функции к периоду модуляции. Если модулирующие функции являются синусоидальными, то в режиме модуляции основная гармоника модулированного напряжения совпадает с модулирующим напряжением.

Управление полумостами $X = A, B, C$ осуществляется так, что включен либо верхний ключ VH_X , либо нижний VL_X . Импульсная булева функция χ_X является коммутационной функцией полумоста, значению $\chi_X = 1$, соответствует включенное состояние верхнего ключа полумоста X , а значению $\chi_X = 0$ — включенное состояние нижнего ключа полумоста X . Графическое представление коммутационной функции приведено на рис. 2.

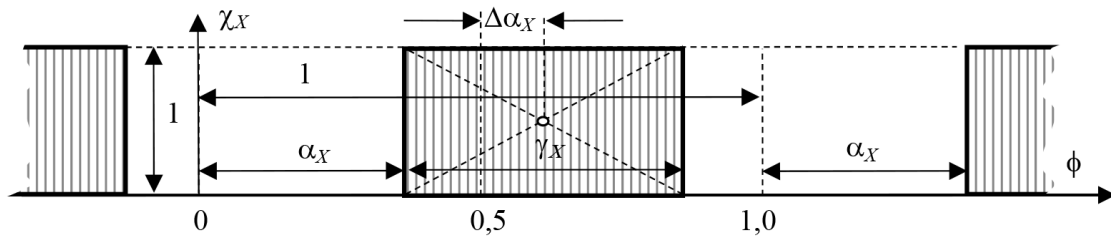


Рис. 2. График периодической импульсной функции со сдвигом импульса относительно начала интервала модуляции вправо

Формальная запись коммутационных функций полумостов $X = A, B, C$:

$$\chi_X = 1(\alpha_X + \gamma_X - \phi) \cdot 1(\phi - \alpha_X) = 1\left(\frac{1 + \gamma_X}{2} + \Delta\alpha_X - \phi\right) \cdot 1\left(\phi - \frac{1 - \gamma_X}{2} - \Delta\alpha_X\right), \quad (6)$$

где $1(x)$ — единичная функция аргумента x ; α_X — относительное время от начала интервала ШИМ до момента включения верхнего ключа полумоста X ; $\Delta\alpha_X$ — коэффициент смещения импульса относительно центра интервала ШИМ; γ_X — скважность импульсов полумоста.

Аргументы коммутационной функции γ_X и $\Delta\alpha_X$ являются управляющими переменными полумоста X и должны быть заданы. Управляющих переменных трехфазного моста шесть. Седьмой переменной является частота модуляции. Полагается, что частота модуляции задана исходя из ограничения температуры нагрева ключей при симметричной полнофазной модуляции тремя полумостами.

Так как модулирующая функция потенциала полумоста является гладкой функцией времени, ее можно представить на интервале модуляции двумя первыми слагаемыми ряда Тейлора:

$$y_X(\phi) \approx y_X(1/2) + \Delta y_X \cdot (\phi - 1/2).$$

Принцип управления ШИМ заключается в поддержании равенства

$$\int_0^1 (\chi_X - y_X(\phi)) \cdot d\phi = 0, \quad (7)$$

откуда следует, что скважность импульсов полумоста совпадает с модулирующей функцией полумоста:

$$\gamma_X = y_X(\phi) = 1/2 + g_X - g_0. \quad (8)$$

Из выражений (6), (8) и (4) следует, что свободных переменных управления полумостами — четыре: Δa_A , Δa_B , Δa_C и g_0 , они могут быть выбраны произвольно или определены так, чтобы получить максимум качества ШИМ.

Оценка качества ШИМ выполняется по величине дисперсии тока в нагрузке. Под ошибкой модуляции по току Δi_{XY} подразумевается разность между токами, порождаемыми модулирующим напряжением i_{XY} и модулирующим напряжением j_{XY} , где $X, Y = A, B, C$ — наименования узлов электронно-ключевого моста (см. рис. 1). Под дисперсией тока понимается среднеквадратичная ошибка на заданном интервале времени. Дисперсия тока разделяется на два вида: локальная на периоде ШИМ и интегральная на периоде модулирующей функции.

Локальная дисперсия межфазного тока в трехфазном электронно-ключевом мосту при симметричной нагрузке может быть найдена по формуле

$$D_{ABC} = D(g_X, \Delta g_X, \Delta \alpha_X, g_0) = \frac{D_{AB} + D_{BC} + D_{AC}}{3}, \quad (9)$$

$$\text{где } D_{AB} = \left(\frac{R}{U_d} \right) \cdot \int_0^1 \Delta i_{AB}(\phi) \cdot d\phi; \quad D_{BC} = \left(\frac{R}{U_d} \right) \cdot \int_0^1 \Delta i_{BC}(\phi) \cdot d\phi; \quad D_{AC} = \left(\frac{R}{U_d} \right) \cdot \int_0^1 \Delta i_{AC}(\phi) \cdot d\phi.$$

Будем полагать, что функции фазных напряжений g_A, g_B, g_C образуют симметричную систему функций, которые упорядочим в порядке убывания. Возможны шесть комбинаций неравенств:

$$g_A > g_B > g_C; \quad g_B > g_A > g_C; \quad g_B > g_C > g_A; \quad g_C > g_B > g_A; \quad g_C > g_A > g_B; \quad g_A > g_C > g_B. \quad (10)$$

Данным неравенствам соответствуют неравенства модулирующих потенциалов полумостов:

$$\gamma_A > \gamma_B > \gamma_C; \quad \gamma_B > \gamma_A > \gamma_C; \quad \gamma_B > \gamma_C > \gamma_A; \quad \gamma_C > \gamma_B > \gamma_A; \quad \gamma_C > \gamma_A > \gamma_B; \quad \gamma_A > \gamma_C > \gamma_B.$$

Интегральная дисперсия тока может быть найдена с учетом симметрии токов нагрузки, лишь на 1/6 периода модулирующей функции, когда выполняются неравенства $g_A > g_B > g_C$:

$$ED(a, f^* | g_0) = \frac{6}{f^*} \int_0^{f^*/6} D(g_X, \Delta g_X, \Delta \alpha_X, g_0) \cdot d\tau. \quad (11)$$

Если осуществляется модуляция одного потенциала нагрузки (одним полумостом), то модуляция называется *однофазной*. Если осуществляется модуляция обоих потенциалов нагрузки (двумя полумостами), то модуляция называется *двухфазной*. В трехфазном электронно-ключевом мосту модуляция может осуществляться всеми тремя полумостами или двумя. В первом случае модуляция называется *полнофазной* (П-ШИМ), а во втором — *неполнофазной* (Н-ШИМ). В случае модуляции двумя полумостами из трех на двух фазах нагрузки осуществляется однофазная модуляция напряжения, а на третьей фазе — двухфазная.

При однофазной модуляции модулирующая функция потенциала полумоста может быть принята равной модулирующей функции напряжения на нагрузке $\gamma_{XY} = g_{XY}$, где Y — пассивная фаза. Локальная дисперсия тока при однофазной модуляции полумостом $X = A, B, C$ определяется выражением

$$D_{XY} = \frac{\delta^2}{f^{*2}} \cdot \left(\frac{g_{XY}^2 \cdot (1 - g_{XY})^2 - g_{XY} \cdot \Delta \alpha_{XY} \cdot \Delta g_{XY} \cdot (3 - g_{XY}^2 - 4 \cdot \Delta \alpha_{XY})}{12} + \gamma_{XY}^2 \cdot \Delta \alpha_{XY}^2 + \frac{\Delta g_{XY}^2}{120} \right), \quad (12)$$

где δ — отношение постоянной времени нагрузки к периоду модулирующей функции напряжения; $g_{XY} = \gamma_{XY}$ — модулирующие функции межфазных напряжений полумостов $X = A, B, C$, определенные выражением (3); Y — пассивная фаза; X — модулирующая фаза; $\Delta \alpha_{XY} = \Delta \alpha_X$ — коэффициент смещения импульса относительно центра интервала широтно-импульсной модуляции;

$\Delta g_{XY} = \frac{\partial g_{XY}}{\partial \tau}$ — приращение модулирующих функций межфазных напряжений на интервале модуляции.

Локальная дисперсия тока двухфазной модуляции определяется выражением

$$D_{XY} = \frac{\delta^2}{f^{*2}} \cdot \left(\frac{g_{XY}^2}{12} \cdot ((1 - \gamma_X)^2 + \gamma_Y \cdot (\gamma_X + \gamma_Y - 1)) + 2 \cdot \Delta\alpha_X \cdot \Delta\alpha_Y \cdot \gamma_Y + \right. \\ \left. + \Delta\alpha_X^2 \cdot (\gamma_X \cdot g_{XY} + \gamma_Y) + \Delta\alpha_Y^2 \cdot \gamma_Y \cdot (1 - g_{XY}) + \right. \\ \left. + \frac{\Delta g_{XY}^2}{120} + \frac{\Delta g_{XY}}{12} \cdot (\Delta\alpha_X \cdot \gamma_X \cdot (\gamma_X - 3) + \Delta\alpha_Y \cdot \gamma_Y \cdot (\gamma_Y - 3)) \right), \quad (13)$$

где γ_X, γ_Y — модулирующие функции потенциалов узлов $X, Y = A, B, C$, определенные выражением (8); $\Delta\alpha_X, \Delta\alpha_Y$ — коэффициент смещения импульсов фаз X, Y относительно центра интервала широтно-импульсной модуляции. Выражение для двухфазной дисперсии (13) справедливо при $g_X > g_Y$.

Обзор существующих методов модуляции. Свободные переменные $\Delta\alpha_A, \Delta\alpha_B, \Delta\alpha_C$ и g_0 определяют качество ШИМ. При высокой относительной частоте модуляции f^* значения Δg_X достаточно малы. В этом случае минимум дисперсий токов (12) и (13) достигается при коэффициентах смещения импульсов относительно центра: $\Delta\alpha_A, \Delta\alpha_B, \Delta\alpha_C = 0$. ШИМ, при которой смещения импульсов относительно центра равны нулю, называется *центрально-симметричной*. В существующей практике обычно используется центрально-симметричная векторная ШИМ.

Однако при низкой относительной частоте модуляции значения Δg_X достаточно велики. В этом случае для уменьшения дисперсии тока в нагрузке положение импульсов на интервале модуляции целесообразно корректировать в соответствии с динамикой изменения модулирующих функций фазных напряжений (12). ШИМ, в которой положение импульсов корректируется в зависимости от приращения модулирующих функций напряжения на периоде модуляции, далее называется *динамической* (Д-ШИМ). Коэффициенты смещения импульсов относительно центра при Д-ШИМ оцениваются выражением

$$\Delta\alpha_X = c \cdot \Delta g_X, \quad (14)$$

где c — некоторый коэффициент, определяемый так, чтобы минимизировать дисперсию тока.

Функция предмодуляции g_0 , которая относится к свободным переменным, может быть выбрана произвольно и определяет метод ШИМ. Функции предмодуляции могут быть непрерывными (без разрывов второго рода) или разрывными (с разрывами второго рода). Непрерывной функции предмодуляции соответствует П-ШИМ. Если функция предмодуляции имеет разрывы второго рода, то из процесса модуляции исключается один из полумостов и имеет место Н-ШИМ. В отечественной литературе такая модуляция называется также *ШИМ с пассивной фазой*. Методы с непрерывной функцией $g_0(\tau)$ в иностранной литературе условно записываются SPWM, а методы Н-ШИМ с разрывной (разрывы второго рода) — DPWM.

Методы П-ШИМ имеют функцию предмодуляции без разрывов второго рода, которая обеспечивает модуляцию напряжения всеми полумостами. Метод П-ШИМ при $g_0 = 0$ был впервые рассмотрен, по-видимому, в работе [1] и в отечественной литературе называется *классической ШИМ* [2]. В зарубежной литературе этот метод чаще называется *синусоидальной ШИМ* и условно обозначается SPWM [3], [4]. В данной работе ШИМ называется синусоидальной в том случае, если модулирующие функции напряжений на нагрузке синусоидальны (5). При $g_0 = 0$ и коэффициенте амплитуды модуляции $a > a_{(1)} = 0,866$ наступает режим перемодуляции. В режиме перемодуляции в составе модулированного напряжения появляются гармоники, частоты которых ниже частоты модуляции. Режим модуляции сохраняется при коэффициенте амплитуды $a > a_{(1)} = 0,866$. Значение коэффициента амплитуды $a = a_{(1)}$ на границе режимов модуляции и перемодуляции называется *граничным коэффициентом модуляции*.

Для повышения граничного коэффициента модуляции до значения $a_{(1)} = 1$ классический метод ШИМ был модифицирован [5] – [7]. В модифицированном классическом методе П-ШИМ

при синусоидальных модулирующих функциях (5) используется функция предмодуляции, которая является гармоникой третьего порядка:

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

где a — коэффициент амплитуды модуляции; f^* — относительная частота ШИМ, равная отношению периода модулирующей функции к периоду модуляции.

Альтернативой модифицированной классическим методом П-ШИМ считается метод векторной ШИМ, который впервые был опубликован, по-видимому, в работе [8]. В зарубежной литературе векторная ШИМ условно обозначается SVPWM и используется в большинстве практических программных реализаций. Классический и векторный методы сравниваются во многих работах, например, в исследованиях [9] – [11]. В ряде работ [12] – [14] высказывается мнение о том, что это один и тот же метод П-ШИМ, имеющий различную форму представления результата. Векторной ШИМ в терминах данной работы соответствует функция предмодуляции

$$g_0 = \frac{\max\{g_A, g_B, g_C\} + \min\{g_A, g_B, g_C\}}{2}. \quad (15)$$

Граничный коэффициент модуляции при векторной ШИМ $a_{(1)} = 1$. Методы П-ШИМ с непрерывной функцией предмодуляции обеспечивают высокое качество модуляции. В литературе [2], [3], [11], как правило, преобладает мнение, что лучшей П-ШИМ является векторная ШИМ (SVPWM). Однако исследования показывают [15], что оптимальной П-ШИМ по критерию дисперсии тока в нагрузке соответствует функция предмодуляции

$$g_0^o = \frac{3}{2} \cdot \frac{g_A \cdot g_B \cdot g_C}{g_A^2 + g_B^2 + g_C^2}. \quad (16)$$

Если положить, что модулирующие функции фазного напряжения g_X синусоидальны (5), то функция предмодуляции (16) является гармоникой третьего порядка:

$$g_0^o = \frac{a}{4 \cdot \sqrt{3}} \cdot \cos\left(\frac{6 \cdot \pi \cdot \tau}{f^*}\right). \quad (17)$$

Однако граничный коэффициент модуляции в этом случае снижается до значения $a_{(1)} = 0,972$.

Модифицированная классическая П-ШИМ с функцией предмодуляции (16) практически во всем диапазоне коэффициента амплитуды напряжения $a \in [0; 1)$ превосходит векторную ШИМ по критерию дисперсии тока в нагрузке. Однако значения дисперсий тока в нагрузке при центрально-симметричной П-ШИМ с функциями предмодуляции (13) и (16) отличаются не более чем на 2,5 %, и это отличие уменьшается с уменьшением коэффициента амплитуды модуляции a . Оптимальная Д-ШИМ при низкой относительной частоте модуляции ($f^* < 40$) по критерию дисперсии тока в нагрузке существенно превосходит векторную ШИМ. Значение коэффициента c в выражении (14) в случае П-ШИМ следует принять равным 11/96.

Методы Н-ШИМ имеют функцию предмодуляции с разрывами второго рода, которая должна обеспечивать модуляцию с одной пассивной фазой. Методы Н-ШИМ в отечественной литературе защищены авторскими свидетельствами [16] – [18]. В иностранной литературе первой публикацией, посвященной Н-ШИМ, по-видимому, является работа [19]. Методы Н-ШИМ широко обсуждаются в современной зарубежной литературе [20] – [22]. Применение Н-ШИМ позволяет уменьшить динамические потери в электронных ключах [23].

Если неравенство $0 < \gamma_X < 1$ не выполняется, то фаза X не участвует в модуляции. При $\gamma_X = 0$ коммутационная функция $\chi_X = 0$, а при $\gamma_X = 1$ — $\chi_X = 1$. Если положить, что один из ключей полумоста X включен на некотором интервале времени, то модуляция линейных напряжений осуществляется полумостами $Y \neq X$. Для линейных напряжений фаз u_{YX} модуляция будет однофазной. Для напряжения между фазами $Y, Z \neq X$ модуляция будет двухфазной. Заметим,

что применение метода Н-ШИМ не должно приводить к режиму перемодуляции. Граничный коэффициент модуляции при Н-ШИМ $a_{(1)} = 1$. Выделяются следующие несколько алгоритмов Н-ШИМ.

Алгоритм Н-ШИМ с включением верхнего ключа пассивной фазы. Если принять

$$\gamma_X = \frac{1}{2} + g_X - g_0 = 1,$$

то функция предмодуляции

$$g_0 = g_0^{\max} = g_X - \frac{1}{2}.$$

Для осуществления возможности модуляции всех фазных напряжений при включенном ключе VH_X без режима перемодуляции функция g_X должна быть выбрана так, что

$$g_X = \max\{g_A, g_B, g_C\}$$

и

$$g_0^{\max} = \max\{g_A, g_B, g_C\} - \frac{1}{2}. \quad (18)$$

Алгоритм Н-ШИМ с включением верхнего ключа пассивного полумоста. Если принять

$$\gamma_X = \frac{1}{2} + g_X - g_0 = 0,$$

то функция предмодуляции

$$g_0 = g_0^{\min} = g_X + \frac{1}{2}.$$

Для осуществления возможности модуляции всех фазных напряжений при включенном ключе VL_X без режима перемодуляции функция g_X должна быть выбрана так, что

$$g_X = \min\{g_A, g_B, g_C\}$$

и

$$g_0^{\min} = \min\{g_A, g_B, g_C\} + \frac{1}{2}. \quad (19)$$

Функции предмодуляции (18) и (19) использовать нецелесообразно, так как при использовании функции предмодуляции (18) статические потери мощности в верхних ключах окажутся больше, чем в нижних, а при использовании функции предмодуляции (19) — наоборот. Функции предмодуляции (18) и (19) определяют два несимметричных алгоритма Н-ШИМ.

Симметричные алгоритмы Н-ШИМ предусматривают чередование включений нижних и верхних ключей пассивных полумостов, что обеспечивает равномерный нагрев ключей. Для формального описания алгоритма обобщенной симметричной Н-ШИМ будем полагать, что заданы модулирующие функции фазных напряжений g_A, g_B, g_C . Из этих функций синтезируем булеву переменную (коммутационную функцию пассивного полумоста), определяющую чередование включенного состояния верхних и нижних ключей мостовой схемы (см. рис. 1):

$$x_0(\beta) = 1(g_A(\tau - f^* \cdot \beta) \cdot g_B(\tau - f^* \cdot \beta) \cdot g_C(\tau - f^* \cdot \beta)), \quad (20)$$

где $1(x)$ — единичная функция аргумента x ; τ — относительное время; β — параметр сдвига коммутационной функции пассивной фазы; f^* — относительная частота модуляции.

График булевой переменной x_0 , определяющей чередование включенного состояния верхних и нижних ключей, приведен на рис. 3. Значению $x_0(\beta) = 1$ соответствует алгоритм Н-ШИМ с включением верхнего ключа пассивной фазы, значению $x_0(\beta) = 0$ — алгоритм Н-ШИМ с включением нижнего ключа пассивной фазы. Коммутационная функция пассивной фазы $x_0(\beta)$ является периодической функцией времени, частота которой в три раза выше частоты

ты модулирующих функций напряжения. Вариация параметра сдвига β в интервале от 0 до $1/6$ периода модулирующей функции исчерпывает все возможные варианты симметричной трехфазной Н-ШИМ.

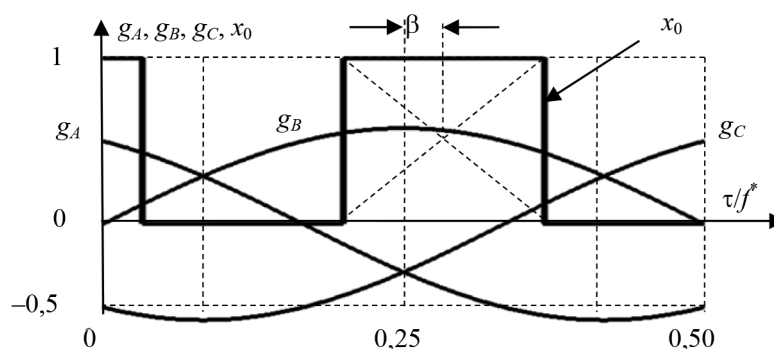


Рис. 3. График булевой переменной x_0 , определяющей чередование включенного состояния верхних и нижних ключей

Используя функцию $x_0(\beta)$, запишем функцию предмодуляции, определяющую режим Н-ШИМ:

$$g_0^D(\beta) = \left(1/2 - x_0(\beta) + x_0(\beta) \cdot g_0^{\min} + (1 - x_0(\beta)) \cdot g_0^{\max} \right). \quad (21)$$

Выбор сдвига β коммутационной функции пассивного полумоста $x_0(\beta)$ определяет вид функции предмодуляции $g_0(\beta)$, алгоритм Н-ШИМ (DPWM) и его качество. В иностранной литературе выделяются методы Н-ШИМ при $\beta = 0$ (DPWM-1), $\beta = 1/12$ (DPWM-2), $\beta = 1/6$ (DPWM-3). Графики модулирующих функций полумостов и нулевой потенциальной функции $\gamma_0 = g_0^D(\beta) - 1/2$ при различных значениях β приведены на рис. 4.

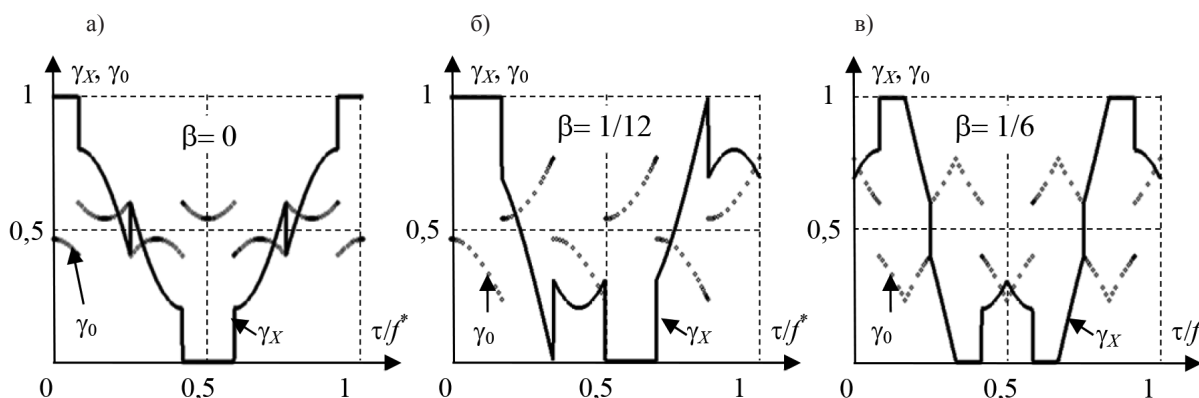


Рис. 4. Графики модулирующих функций полумостов γ_X и нулевой потенциальной функции γ_0 при $a = 0,8$: а — $\beta = 0$; б — $\beta = 1/12$; в — $\beta = 1/6$

Результаты (Results)

Выбор значения β не оказывает влияние на динамические потери в электронных ключах. Однако выбор значения β влияет на качество Н-ШИМ. Так как Н-ШИМ выполняется меньшим числом полумостов, чем П-ШИМ, то очевидно, что качество Н-ШИМ с функцией предмодуляции $g_0(\beta)$, определенной выражением (21), уступает оптимальной П-ШИМ с функцией предмодуляции g_0^0 , определенной выражением (16), которая обеспечивает минимум дисперсии тока в нагрузке. Влияние значений β на качество модуляции будем оценивать по среднеквадратичному отклонению

$$G(\beta) = \frac{6}{f^*} \cdot \int_0^{f^*/6} (g_0^0 - g_0(\beta))^2 \cdot d\tau. \quad (22)$$

Меньшим значениям функции качества Н-ШИМ соответствует лучший алгоритм модуляции. Если положить, что модулирующие функции фазного напряжения определяются выражениями (5), то функция качества Н-ШИМ $G(\beta)$ будет зависеть не только от сдвига β коммутационной функции пассивного полумоста (20), но и от коэффициента амплитуды модуляции a : $G(\beta, a) \cdot 100$. Графики функций $G(\beta, a)$ приведены на рис. 5. Из рис. 5, а следует, что оптимальному алгоритму Н-ШИМ соответствует значение $\beta = 1/6$, и функция предмодуляции $g_0^{D3} = g_0^D(1/6)$. С увеличением коэффициента амплитуды a эффективность Н-ШИМ быстро падает (рис. 5, б).

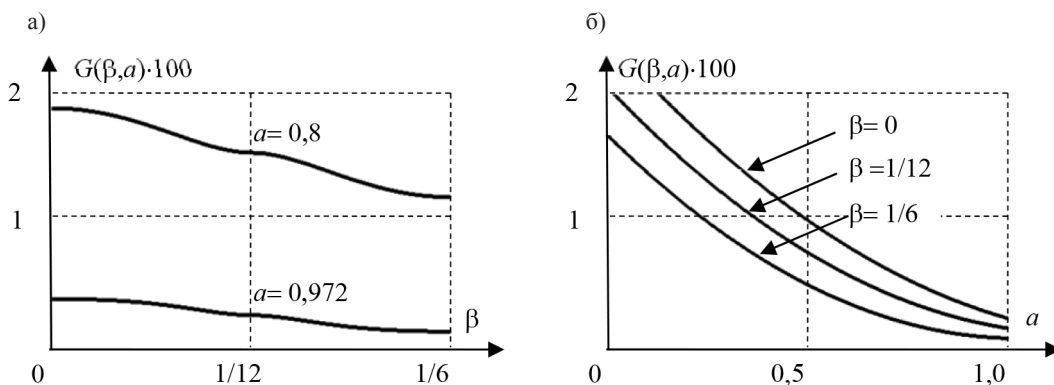


Рис. 5. Графики функции качества Н-ШИМ

Локальная дисперсия межфазного тока при П-ШИМ находится по формуле (9), если положить, что D_{XY} — дисперсия межфазного тока, порождаемая двухфазной модуляцией (13), где $X, Y = A, B, C$. При полнофазной модуляции в выражении дисперсии (9) свободными переменными являются $\Delta\alpha_X$ и g_0 . Минимум локальной дисперсии П-ШИМ достигается при g_0^0 , определенной выражением (16). В случае применения оптимальной динамической П-ШИМ значение коэффициента c в формуле (14) следует принять равным 11/96. Интегральная дисперсия тока (11) оптимальной П-ШИМ находится по формуле

$$ED(a, f^* | g_0^0) \approx \frac{\delta \cdot a^2}{96 \cdot f^{*2}} \cdot \left(1 - 1.7 \cdot a + 0.875 \cdot a^2 + \frac{13 + 0.45 \cdot a^2}{f^{*2}} \right). \quad (23)$$

Локальная дисперсия межфазного тока при Н-ШИМ между полумостами может быть найдена по формуле (9), где $D_{AB} = D_{XY}$ — дисперсия межфазного тока AB , порождаемая двухфазной модуляцией (13); $D_{AC} = D_{XY}$ — дисперсия межфазного тока AC , порождаемая однофазной модуляцией фазы A (12); $D_{BC} = D_{XY}$ — дисперсия межфазного тока BC , порождаемая однофазной модуляцией фазы B (12); $X = A, B, C$. Дисперсия находится на интервале, на котором фаза C в модуляции не участвует. В случае применения динамической Н-ШИМ значение коэффициента c в формуле (14) следует принять равным 11/48.

Интегральная дисперсия тока (11) оптимальной динамической Н-ШИМ может быть найдена по интервалу относительного времени $\tau \in [0; f^{**}/12]$:

$$ED(a, f^{**} | g_0^{D3}) = \frac{12}{f^{**}} \int_0^{f^{**}/12} D(g_X, \Delta g_X, \Delta \alpha_X, g_0^{D3}) \cdot d\tau \approx \frac{\delta \cdot a^2}{24 \cdot f^{**2}} \cdot \left(1 - 1.91 \cdot a + 0.957 \cdot a^2 + \frac{3.95 - 4.1 \cdot a + 0.47 \cdot a^2 + 0.65 \cdot a^3}{f^{**2}} \right), \quad (24)$$

где a — коэффициент амплитуды модуляции; f^{**} — относительная частота модуляции при Н-ШИМ. Иллюстрация модулирующих функций потенциалов полумостов и фазных напряжений на интервале относительно времени $\tau \in [0; f^{**}/6]$ приведена на рис. 6.

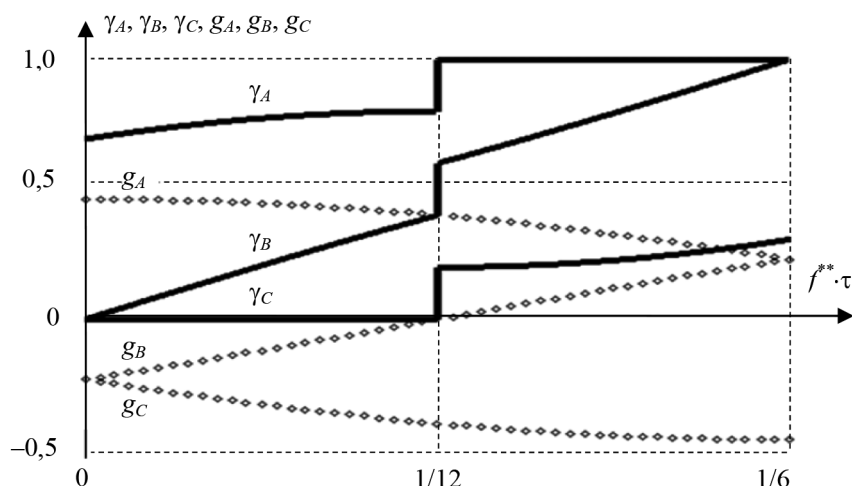


Рис. 6. Иллюстрация модулирующих функций потенциалов полумостов и фазных напряжений

Интегральная дисперсия тока центрально-симметричной Н-ШИМ при $\Delta\alpha_x = 0$ находится по формуле

$$ED_0(a, f^{**} | g_0^{D3}) \approx \frac{\delta \cdot a^2}{24 f^{**2}} \cdot (1 - 1,91 \cdot a + 0,957 \cdot a^2).$$

Эффективность влияния коэффициентов смещения импульсов $\Delta\alpha_x$ на дисперсию тока можно оценить отношением

$$Z_0(a, f^*) = \frac{ED(a, f^{**} | g_0^{D3})}{ED_0(a, f^{**} | g_0^{D3})}.$$

Графики коэффициента эффективности динамической Н-ШИМ относительно центрально-симметричной Н-ШИМ от коэффициента амплитуды модуляции при различной относительной частоте модуляции приведены на рис. 7.

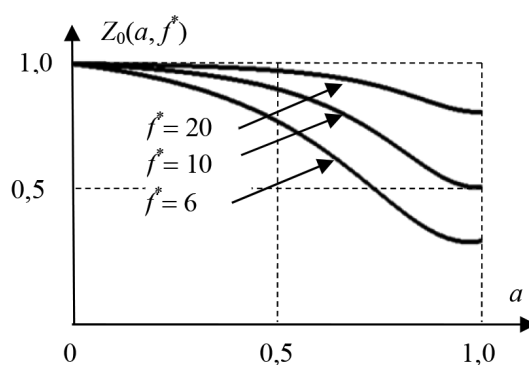


Рис. 7. Графики коэффициента эффективности динамической Н-ШИМ относительно центрально-симметричной Н-ШИМ от коэффициента амплитуды модуляции при различной относительной частоте модуляции

Обсуждение (Discussion)

Отсутствие коммутаций одного из полумостов на периоде напряжения на нагрузке при Н-ШИМ позволяет уменьшить динамические потери в электронных ключах по сравнению с алгоритмом П-ШИМ в $k = \frac{3f^*}{2f^* + 6}$ раз. Следовательно, чтобы обеспечить равные динамические

потери в электронных ключах при П-ШИМ и Н-ШИМ относительная частота модуляции должна определяться выражением $f^{**} = kf^*$.

Алгоритмы П-ШИМ и Н-ШИМ характеризуются каждый своей дисперсией тока нагрузки (23) и (24), которая зависит от коэффициента амплитуды модуляции a и относительной частоты модуляции f^* . Применение алгоритма П-ШИМ или Н-ШИМ зависит от величины отношения дисперсий тока нагрузки (23) и (24):

$$Z(a, f^*) = \frac{ED(a, f^* | g_0^0)}{ED(a, f^{**} | g_0^{D3})},$$

которое далее называется *коэффициентом эффективности ШИМ*. Если $Z(a, f^*) < 1$, то целесообразно применять оптимальную П-ШИМ. В противном случае целесообразно применять оптимальную Н-ШИМ. Зависимости коэффициента эффективности ШИМ от коэффициента амплитуды модуляции при различной относительной частоте модуляции приведены на рис. 8, а.

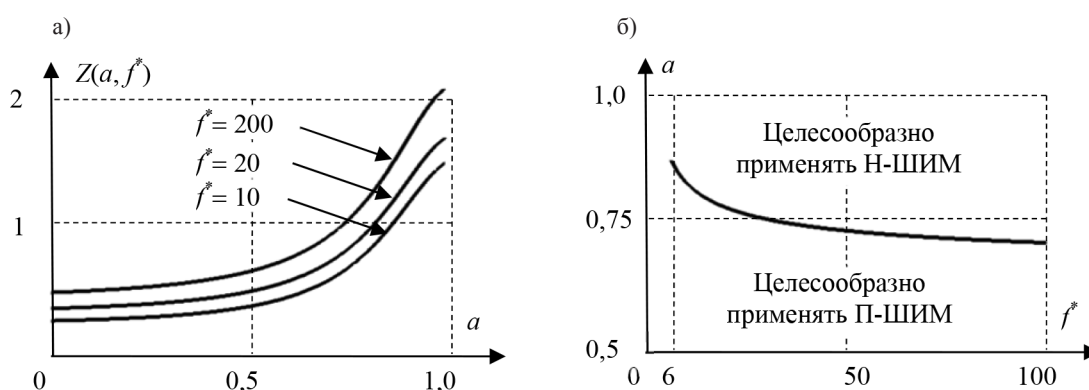


Рис. 8. Графики: а) коэффициента эффективности ШИМ от коэффициента амплитуды модуляции при различной относительной частоте модуляции; б) границы целесообразности применения П-ШИМ и Н-ШИМ

Из данного графика следует что, при небольших значениях коэффициента амплитуды модуляции целесообразно применять П-ШИМ. В области больших значений коэффициента амплитуды модуляции целесообразно применять Н-ШИМ. Граница целесообразности применения П-ШИМ и Н-ШИМ находится из уравнения

$$ED(a, f^* | g_0^0) = ED(a, f^{**} | g_0^{D3}).$$

График границы целесообразности применения П-ШИМ и Н-ШИМ приведен на рис. 8, б. При $f^* \in [6; 100]$ граница целесообразности применения П-ШИМ и Н-ШИМ может быть описана приближенной зависимостью

$$a = a_0 = 0,63 + \frac{1}{2f^{*0,4}}.$$

Комбинационный алгоритм П-ШИМ и Н-ШИМ. Из графиков, приведенных на рис. 8, следует, что существуют области целесообразного применения П-ШИМ и Н-ШИМ по критерию дисперсии тока в нагрузке при одинаковых потерях мощности в электронных ключах. Для описания оптимального алгоритма ШИМ, использующего П-ШИМ и Н-ШИМ, введем булеву функцию

$$z_0 = 1(a_0 - a),$$

принимаящую значение 1, если следует применять алгоритм П-ШИМ и 0, если — Н-ШИМ.

Булеву функцию (20) при $\beta = 1/6$ можно записать в более компактном виде:

$$x_0 = 1(g_A) + 1(g_B) + 1(g_C) - 1.$$

Модулирующую функцию потенциалов полумостов запишем в следующем виде:

$$\gamma_X = g_X + s_0 - s_0 \cdot \max\{g_A, g_B, g_C\} - (1 - s_0) \cdot \min\{g_A, g_B, g_C\},$$

где $s_0 = x_0 \cdot (1 - z_0) + z_0 / 2$.

При $z_0 = 1$ значение $s_0 = 1/2$, а модулирующая функция потенциалов полумостов примет вид

$$\gamma_X = \frac{1 - \max\{g_A, g_B, g_C\} - \min\{g_A, g_B, g_C\}}{2} + g_X.$$

Данной модулирующей функции потенциалов полумостов будет соответствовать векторная ШИМ. Заметим, что эффективность динамической векторной ШИМ при $a < a_0$ уступает оптимальной П-ШИМ по величине дисперсии тока не более чем на 1 %. При $z_0 = 0$ значение $s_0 = x_0$, а модулирующая функция потенциалов полумостов будет соответствовать оптимальной динамической Н-ШИМ.

Коэффициенты смещения импульсов при динамической оптимальной ШИМ с фиксированным значением динамических потерь в электронных ключах следует вычислять по формуле

$$\Delta\alpha_X = \frac{11 \cdot (2 - z_0)}{96} \cdot \Delta g_X.$$

Частоту модуляции следует вычислять в соответствии с функцией

$$f_0 = \frac{1}{T_0} \cdot \left(z_0 + \frac{3 \cdot (1 - z_0)}{(2 \cdot T_1 / T_0 + 6)} \right),$$

где T_0 — период модуляции, выбранный так, чтобы иметь заданные потери мощности при номинальной нагрузке на электронные ключи; T_1 — период модулирующего напряжения.

Коммутирующие функции управления полумостами определяются выражением

$$\chi_X = 1 \left(\frac{1 + \gamma_X}{2} + \Delta\alpha_X - \varphi(t) \right) \cdot 1 \left(\varphi(t) - \frac{1 - \gamma_X}{2} - \Delta\alpha_X \right),$$

где $\varphi(t) = f_0 \cdot t - \text{floor}(f_0 \cdot t)$ — пилообразная функция реального времени. Описанный комбинированный алгоритм П-ШИМ и Н-ШИМ позволяет существенно снизить дисперсию тока при низкой частоте модуляции.

Заключение (Conclusion)

Свободными переменными трехфазного моста, по которым можно вести оптимизацию П-ШИМ, являются параметры смещения импульсов относительно центра интервала модуляции и функция предмодуляции. Свободными переменными трехфазного моста, по которым можно вести оптимизацию Н-ШИМ, являются параметры смещения импульсов относительно центра интервала модуляции и параметр смещения булевой функции переключений. Оптимизация по параметрам смещения импульсов эффективна лишь при низкой относительной частоте модуляции. При относительной частоте модуляции $f^* = 10$ и коэффициенте амплитуды модуляции напряжения $a = 1$ оптимизация по параметрам смещения импульсов снижает дисперсию тока Н-ШИМ в 1,76 раза. При относительной частоте модуляции $f^* > 40$ можно использовать центрально-симметричную ШИМ. Эффективность оптимизации Н-ШИМ по параметру смещения булевой функции переключений не превышает 7 %.

Отсутствие коммутаций одного из полумостов при Н-ШИМ позволяет уменьшить динамические потери в электронных ключах по сравнению П-ШИМ, поэтому частоту коммутации при Н-ШИМ можно увеличить до уровня, при котором потери энергии в ключах при П-ШИМ и Н-ШИМ совпадают. При равенстве потерь энергии в ключах сравнение дисперсий оптимальной П-ШИМ и Н-ШИМ по величине интегральной дисперсии тока в нагрузке показывает, что использование Н-ШИМ предпочтительнее П-ШИМ при большой частоте модуляции и коэффициенте ам-

плитуды модуляции $a > 0,69$. Уменьшение относительной частоты модуляции ведет к сужению области нецелесообразного применения Н-ШИМ. При $a = 0,972$ и относительной частоте модуляции $f^* = 40$ интегральная дисперсия оптимальной Н-ШИМ меньше дисперсии оптимальной П-ШИМ в 1,87 раза, а при $f^* = 10$ — в 1,51 раза.

Применение комбинированного оптимального управления преобразователем с использованием П-ШИМ и Н-ШИМ ведет к существенному снижению дисперсии токов при низких частотах модуляции. Следствием снижения дисперсии токов является снижение потерь энергии от модуляции и виброшумовых характеристик в гребных электроприводах большой мощности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Schonung A.* Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed a.c. drives / A. Schonung, H. Stemmler // Brown Boveri Review. — 1964. — Vol. 51. — No. 8/9. — Pp. 555–577.
2. *Виноградов А. Б.* Векторное управление электроприводами переменного тока / А. Б. Виноградов. — Иваново: Изд-во Ивановского гос. энергетического ун-та им. В. И. Ленина, 2008. — 298 с.
3. *Hava A. M.* High-Performance Generalized Discontinuous PWM Algorithm / A. M. Hava, R. J. Kerkman, T. A. Lipo // IEEE Transactions on Industry Applications. — 1998. — Vol. 34. — Is. 5. — Pp. 1059–1071. DOI: 10.1109/28.720446.
4. *Holmes D.G.* Pulse width modulation for power converters: Principles and Practice / D. G. Holmes, T. A. Lipo. — New-York: Wiley-IEEE Press, 2003. — 734 p.
5. *Buja G.* Improvement of pulse width modulation techniques / G. Buja, G. Indri // Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik). — 1975. — Vol. 57. — Is. 5. — Pp. 281–289. DOI: 10.1007/BF01476709.
6. *Houldsworth J. A.* The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase PWM inverter / J. A. Houldsworth, D. A. Grant // IEEE Transactions on Industry Applications. — 1984. — Vol. IA-20. — Is. 5. — Pp. 1224–1228. DOI: 10.1109/TIA.1984.4504587.
7. *Bowes S. R.* Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives / S. R. Bowes, A. Midoun // IEE Proceedings B (Electric Power Applications). — IET Digital Library, 1985. — Vol. 132. — Is. 3. — Pp. 133–148. DOI: 10.1049/ip-b.1985.0019.
8. *Van der Broeck H. W.* Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors / H.W. van der Broeck, H.-C. Skudelny, and G.V. Stanke // IEEE Transactions on Industry Applications. — IEEE, 1988. — Vol. 24. — Is. 1. — Pp. 142–150. DOI: 10.1109/28.87265.
9. *Обухов С. Г.* Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения / С. Г. Обухов, Е. Е. Чаплыгин, Д. Е. Кондратьев // Электричество. — 2008. — № 7. — С. 23а–31.
10. *Çetin N. O.* Scalar PWM implementation methods for three-phase three-wire inverters / N. O. Çetin, A. M. Hava // Electrical and Electronics Engineering, 2009. ELECO 2009. International Conference on. IEEE, 2009. — Pp. I-447–I-451. DOI: 10.1109/ELECO.2009.5355253.
11. *Garces L. J.* Current control of field oriented AC induction motor drives / L. J. Garces // IEEE Tutorial: Microprocessor Control of Motor Drives and Power Converters. — Canada, Toronto, 1993. — Pp. 5–46.
12. *Hava A. M.* A Generalized Scalar PWM Approach with Easy Implementation Features for Three-Phase, Three-Wire Voltage-Source Inverters / A. M. Hava, N. O. Çetin // IEEE Transactions on Power Electronics. — 2011. — Vol. 26. — Is. 5. — Pp. 1385–1395. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2081689.
13. *Хухтиков С. В.* Исследование и разработка инверторов напряжения с ШИМ с пассивной фазой: автореф. дис. ... канд. техн. наук / С. В. Хухтиков. — М., 2013. — 20 с.
14. *Баховцев И. А.* Анализ и синтез энергооптимальных способов управления инверторами с ШИМ: автореф. дис. ... д-ра техн. наук; специальность: 05.08.12 — Силовая электроника / И. А. Баховцев. — Новосибирск, 2017. — 36 с.
15. *Белоусов И. В.* Оптимальная трехфазная широтно-импульсная модуляция по критерию дисперсии тока в нагрузке / И. В. Белоусов, В. Ф. Самосейко // Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. — 2018. — Т. 10. — № 3. — С. 575–585. DOI: 10.21821/2309-5180-2018-10-3-575-585.
16. А. с. 471646 СССР, МПК H02P 13/24. Способ управления трехфазным преобразователем частоты / Г. С. Зиновьев, В. И. Попов, Е. И. Уланов; опубл. 25.05.1975; бюл. № 19.

17. А. с. 515245 СССР, МПК H02P 13/18. Способ управления тиристорами автономного трехфазного мостового инвертора напряжения / М.А. Житков, В.А. Добрускин; опубл. 25.05.1976; бюл. № 19.
18. А. с. 748793 СССР, МПК H02P 13/18. Способ управления трехфазным мостовым инвертором / В. А. Добрускин, А. Ю. Рождественский, М. А. Житков; опубл. 15.07.1980; бюл. № 26.
19. Schorner J. Bezugsspannung zur umrichtersteuerung / J. Schorner // ETZ-b. — 1975. — Bd. 27. — Pp. 151–152.
20. Ojo O. The generalized discontinuous PWM scheme for three-phase voltage source inverters / O. Ojo // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 2004. — Vol. 51. — No. 6. — Pp. 1280–1289.
21. Nayeemuddin M. Space Vector Based High Performance Discontinuous Pulse Width Modulation Algorithms for VSI Fed AC Drive / M. Nayeemuddin, C. S. Rao // International Journal of Science and Research (IJSR). — 2016. — Vol. 5. — Is. 7. — Pp. 203–208.
22. Tao X. Global synchronous discontinuous pulse width modulation method with fast calculation capability for distributed three-phase inverters / X. Tao, W. Ran, Z. Ke, G. Feng // Journal of Modern Power Systems and Clean Energy. — 2016. — Vol. 4. — Is. 1. — Pp. 103–112. DOI: 10.1007/s40565-015-0180-5.
23. Trzynadlowski A. M. Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate / A. M. Trzynadlowski, R. L. Kirlin, S. F. Legowski // IEEE Transactions on Industrial Electronics. — 1997. — Vol. 44. — Is. 2. — Pp. 173–181. DOI: 10.1109/41.564155.

REFERENCES

1. Schonung, A., and H. Stemmler. “Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed a.c. drives.” *Brown Boveri Review* 51.8/9 (1964): 555–577.
2. Vinogradov, A.B. *Vektornoe upravlenie elektroprivodami peremennogo toka*. Ivanovo: GOUVPO «Ivanovskii gosudarstvennyi energeticheskii universitet imeni V.I. Lenina», 2008.
3. Hava, Ahmet M., Russel J. Kerkman, and Thomas A. Lipo. “A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm.” *IEEE Transactions on Industry applications* 34.5 (1998): 1059–1071. DOI: 10.1109/28.720446.
4. Holmes, D. Grahame, and Thomas A. Lipo. *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. John Wiley & Sons, 2003.
5. Buja, G., and G. Indri. “Improvement of pulse width modulation techniques.” *Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik)* 57.5 (1975): 281–289. DOI: 10.1007/BF01476709.
6. Houldsworth, John A., and Duncan A. Grant. “The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a three-phase PWM inverter.” *IEEE Transactions on Industry Applications* IA-20.5 (1984): 1224–1228. DOI: 10.1109/TIA.1984.4504587.
7. Bowes, S. R., and A. Midoun. “Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives.” *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*. Vol. 132. No. 3. IET Digital Library, 1985. 133–148. DOI: 10.1049/ip-b.1985.0019.
8. Van der Broeck, H. W., H.-C. Skudelny, and G.V. Stanke. “Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors.” *IEEE Transactions on Industry Applications*. Vol. 24. Is. 1. IEEE, 1988. 142–150. DOI: 10.1109/28.87265.
9. Obukhov, S. G., E. E. Chaplygin, and D.E. Kondrat'ev. “Shirotno-impul'snaya modulyatsiya v trekhfaznykh invertorakh napryazheniya.” *Elektrichestvo* 7 (2008): 23a–31.
10. Çetin, N. Onur, and Ahmet M. Hava. “Scalar PWM implementation methods for three-phase three-wire inverters.” *Electrical and Electronics Engineering, 2009. ELECO 2009. International Conference on*. IEEE, 2009.
11. Garces, L. J. “Current control of field oriented AC induction motor drives.” *IEEE Tutorial: Microprocessor Control of Motor Drives and Power Converters*. Canada, Toronto, 1993. 5–46.
12. Hava, Ahmet M., and N. Onur Cetin. “A generalized scalar PWM approach with easy implementation features for three-phase, three-wire voltage-source inverters.” *IEEE Transactions on Power Electronics* 26.5 (2011): 1385–1395. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2081689.
13. Khukhtikov, S. V. Issledovanie i razrabotka invertorov napryazheniya s ShIM s passivnoi fazoi. Abstract of PhD diss. M., 2013.
14. Bakhovtsev, I. A. Analiz i sintez energooptimal'nykh sposobov upravleniya invertorami s ShIM. Abstract of Dr. diss. Novosibirsk, 2017.

15. Belousov, Igor V., and Veniamin F. Samosejko. "Optimum three-phase pulse width modulation according to the criterion of dispersion of the current to the load." *Vestnik Gosudarstvennogo universiteta morskogo i rechnogo flota imeni admirala S. O. Makarova* 10.3 (2018): 575–585. DOI: 10.21821/2309-5180-2018-10-3- 575-585.
16. Zinov'ev, G. S., V. I. Popov, and E. I. Ulanov. Sposob upravleniya trekhfaznym preobra-zovatelem chastity. Patent 471646, IPC N 02 R 13/24. USSR assignee. Publ. 25 May 1975.
17. Zhitkov, M. A., and V. A. Dobruskin. Sposob upravleniya tiristorami avtonomnogo trekhfaznogo mostovogo invertora napryazheniya. Patent 515245, IPC N 02 R 13/18. Publ. 25 May 1976.
18. Dobruskin, V. A., A. Yu. Rozhdestvenskii, and M. A. Zhitkov. Sposob upravleniya trekhfaznym mostovym invertorom. Patent 748793, IPC N 02 R 13/18. Publ. 15 July 1980.
19. Schorner, J. "Bezugsspannung zur umrichtersteuerung." *ETZ-b* 27 (1975): 151–152.
20. Ojo, Olorunfemi. "The generalized discontinuous PWM scheme for three-phase voltage source inverters." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 51.6 (2004): 1280–1289.
21. Nayeemuddin M., and C. Srinivasa Rao. "Space Vector Based High Performance Discontinuous Pulse Width Modulation Algorithms for VSI Fed AC Drive." *International Journal of Science and Research (IJSR)* 5.7 (2016): 203–208.
22. Tao, Xu, Wei Ran, ZhouKe, and GaoFeng. "Global synchronous discontinuous pulse width modulation method with fast calculation capability for distributed three-phase inverters." *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy* 4.1 (2016): 103–112. DOI: 10.1007/s40565-015-0180-5.
23. Trzynadlowski, Andrzej M., R. Lynn Kirlin, and Stanislaw F. Legowski. "Space vector PWM technique with minimum switching losses and a variable pulse rate [for VSI]." *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 44.2 (1997): 173–181. DOI: 10.1109/41.564155.

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

Белоусов Игорь Владимирович —
доцент
ФГБОУ ВО «ГУМРФ имени адмирала
С.О. Макарова»
198035, Российская Федерация, Санкт-Петербург,
ул. Двинская, 5/7
e-mail: kaf_electroprivod@gumrf.ru, ibel@bk.ru

Самосейко Вениамин Францевич —
доктор технических наук, профессор
ФГБОУ ВО «ГУМРФ имени адмирала
С.О. Макарова»
198035, Российская Федерация, Санкт-Петербург,
ул. Двинская, 5/7
e-mail: kaf_electroprivod@gumrf.ru,
samoseyko@mail.ru

INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

Belousov, Igor V. —
Associate professor
Admiral Makarov State University of Maritime
and Inland Shipping
5/7 Dvinskaya Str., St. Petersburg, 198035,
Russian Federation
e-mail: kaf_electroprivod@gumrf.ru, ibel@bk.ru

Samosejko, Veniamin F. —
Dr. of Technical Sciences, professor
Admiral Makarov State University of Maritime
and Inland Shipping
5/7 Dvinskaya Str., St. Petersburg, 198035,
Russian Federation
e-mail: kaf_electroprivod@gumrf.ru,
samoseyko@mail.ru

Статья поступила в редакцию 8 мая 2018 г.
Received: May 8, 2018.