

пей; i_K – коммутируемый ток; ΔU – допустимое внутреннее перенапряжение (превышение напряжения над нормальным значением). Если значение ΔU превысило уровень срабатывания варистора, то это возможно в случае уменьшения емкости C_{SC} или превышения нормального значения коммутационного тока.

Выводы

1. На основе исследования внешних перенапряжений во входном фильтре предложены способ и устройство контроля защитных цепей системы преобразования напряжения (закрывающееся во введении в цепь последовательно с варистором датчика тока), которые позволили повысить надежность системы в целом.

Для схеми перетворення напруги промислового електровоза розглянуті електромагнітні процеси в запропонованих авторами пристроях захисту від імпульсних перенапруг.

For the circuit of voltage transformation of industrial electric locomotive the electromagnetic processes are examined in devices that protect from impulse overstresses; these devices are offered by authors.

УДК 621.314.3

А. В. Переверзев, В. В. Семенов, Г. Н. Стрункин

Расчет рабочих режимов силовых приборов в полумостовой схеме инвертора напряжения с однополярной ШИМ

Рассмотрены электромагнитные процессы в полумостовой схеме инвертора напряжения с однополярной ШИМ. Получены соотношения для расчета средних и действующих значений токов в силовых полупроводниковых приборах. Представлены оценки статических потерь для инверторов с одно- и двуполярной ШИМ.

При создании автономных систем энергоснабжения, а также источников аварийного и бесперебойного питания, разработчики сталкиваются с необходимостью выбора типа инвертора, обеспечивающего формирование синусоидальной кривой выходного напряжения промышленной частоты. В этом случае, как правило, предпочтение отдается инверторам напряжения с различными видами широтно-импульсной модуляции. Среди известного ряда схемных вариантов определенный интерес представляет полумостовая схема (рис. 1) [1, 2], позволяющая сформировать напряжение методом однополярной широтно-импульсной модуляции (ОШИМ), применение которого, как известно из [2], улучшает гармонический состав кривой выходного напряжения по сравнению с двуполярной ШИМ (ДШИМ). Для выбора силовых полупроводниковых приборов необходимо иметь соотношения для расчета средних и действующих значений токов в элементах схемы. Известны соответствующие формулы для инвертора с ДШИМ [3], однако для рассматриваемой схемы инвертора такие выражения в литературе отсутствуют. В предлагаемой работе авторы попытались восполнить этот пробел.

2. Выполнена систематизация устройств контроля состояния снабдеров для мощных IGBT-модулей.

Перечень ссылок

1. Вороновский Г. К., Денисюк С. П., Кириленко О. В., Стогній Б. С., Шидловський А. К. Энергетика світу та України. Цифри та факти. – Київ: Українські енциклопедичні знання, 2005. – 404 с.
2. Полищук П. И. К проблеме анализа выходного ШИМ напряжения IGBT-инвертора. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Силова електроніка та енергоефективність. – Ч.3 – К.: 2006. – с. 19–23.

Поступила в редакцию 27.10.06 г.

После доработки 30.10.06 г.

По сравнению с обычной полумостовой схемой инвертора, элементами которой являются два силовых транзистора VT2, VT3 и два обратных диода VD2, VD3, в схеме инвертора с ОШИМ содержится два вспомогательных транзистора VT1, VT4, с соответствующими обратными диодами VD1, VD4 и два шунтирующих диода VD5, VD6.

Для формирования импульса напряжения положительной полярности одновременно включаются транзисторы VT1, VT2, и к нагрузке прикладывается напряжение верхней половины источника питания. При этом электромагнитные процессы в схеме аналогичны процессам в обычной полумостовой схеме инвертора. При выключении транзистора VT1 под воздействием ЭДС самоиндукции индуктивности нагрузки открывается шунтирующий диод VD5, и цепь нагрузки замыкается (практически накоротко) через этот диод и остающийся включенным транзистор VT2. При этом напряжение нагрузки спадает до уровня, определяемого суммой прямого падения напряжения на шунтирующем диоде и остаточного напряжения силового транзистора.

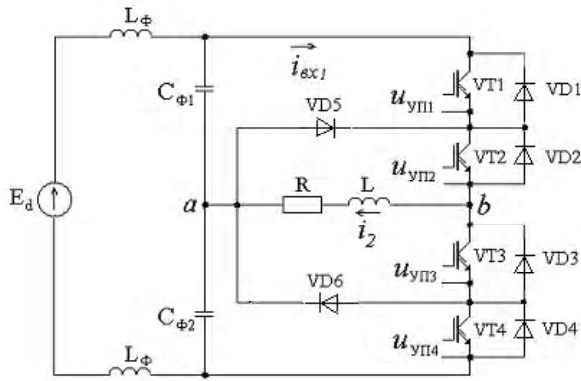


Рис. 1. Упрощенная электрическая схема АИН с ОШИМ

Если вновь включить транзистор VT1, то диод VD5 закрывается, и на нагрузке опять появляется напряжение верхней половины источника питания. Таким образом, при изменении относительной длительности включенного состояния транзистора VT1 (по отношению к периоду несущей частоты) и при постоянно включенном состоянии транзистора VT2 происходит формирование серии импульсов напряжения положительной полярности на нагрузке. Аналогично формируются импульсы отрицательной полярности при включении транзисторов VT3, VT4. Таким образом, полярность напряжения на нагрузке определяется состоянием транзисторов VT2 и VT3, а широтно-импульсная модуляция осуществляется с помощью транзисторов VT1 и VT4. Будем в дальнейшем называть транзисторы VT1, VT4 модулирующими, а транзисторы VT2, VT3 переключателями.

При активно-индуктивном характере нагрузки ток нагрузки отстает по фазе от первой гармоники выходного напряжения. В этом случае после изменения полярности выходного напряжения, ток нагрузки сохраняет прежнее направление, что приводит к включению обратных диодов. Соответственно форма гладкой составляющей выходного напряжения искажается. Для устранения этих искажений транзисторы VT2, VT3 на непроводящей части периода должны управляться сигналами, находящимися в противофазе с управляющими сигналами транзисторов VT4, VT1.

Для того, чтобы первая гармоника выходного напряжения была максимальной, длительности отдельных импульсов по отношению к периоду несущей частоты (т. е. коэффициент заполнения кривой) должны изменяться по синусоидальному закону. Эта закономерность должна соблюдаться в пределах одной полуволны выходного напряжения. Таким образом, например, для положительной полуволны выходного напряжения (т. е. при $0 < \vartheta < \pi$) должно выполняться соотношение:

$$\gamma = M \sin \omega_2 t, \quad (1)$$

где γ – коэффициент заполнения; ω_2 – угловая частота выходного напряжения, рад/с; M – коэффициент модуляции, который представляет собой отношение длительности отдельного импульса к периоду несущей частоты ($0 \leq M \leq 1$); t – текущее время.

Для выбора силовых полупроводниковых приборов и расчета потерь в них необходимо знать средние и действующие значения токов коллекторов транзисторов и анодных токов диодов. Временные диаграммы токов в элементах схемы инвертора с ОШИМ при активно-индуктивном характере нагрузки показаны на рис. 2. Ток нагрузки имеет синусоидальную форму и описывается уравнением:

$$i_2 = I_m \sin \omega_2 t = I_m \sin \vartheta, \quad (2)$$

где i_2 – мгновенное значение тока нагрузки; I_m – амплитуда тока нагрузки; ϑ – тригонометрический аргумент, рад.

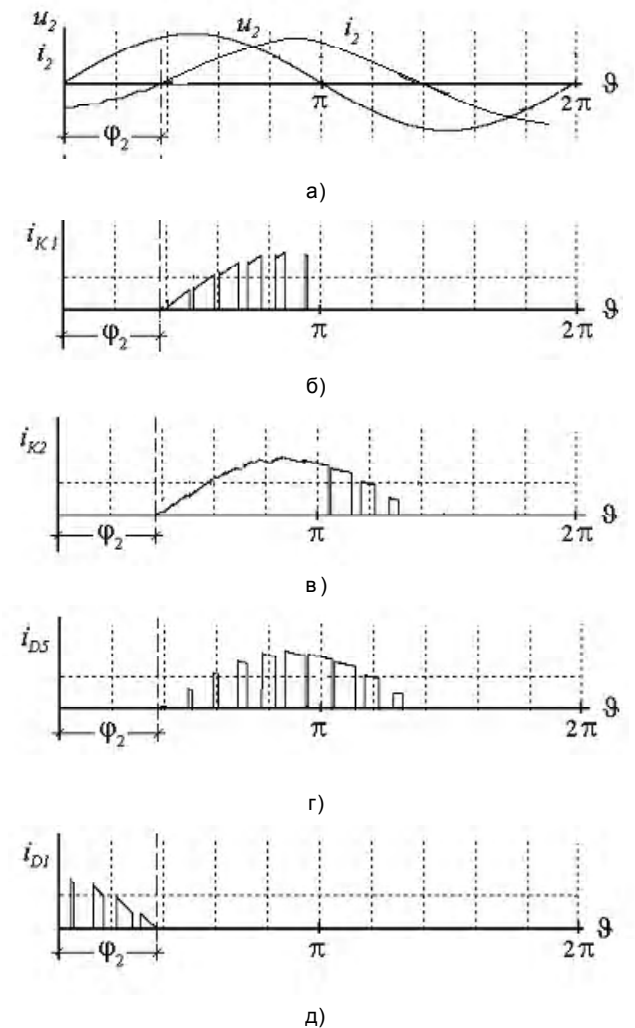


Рис. 2. Временные диаграммы токов в АИН с ОШИМ

При достаточно большой кратности (по отношению к основной) несущей частоты справедливо допущение о том, что каждый импульс коллекторного тока имеет прямоугольную форму. Причем, амплитуда импульса определяется по формуле (2), а длительность – по формуле (1) [3]. При этом ток коллектора модулирующего транзистора (VT1 – для положительной по-

лувольны выходного напряжения или VT4 – для отрицательной полуволны) существует только на интервале $\varphi < \vartheta < \pi$, где φ – угол сдвига тока нагрузки по отношению к выходному напряжению. Тогда среднее значение тока коллектора модулирующего транзистора определяется следующим соотношением:

$$I_{к1cp} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_m \sin(\vartheta - \varphi) \cdot M \cdot \sin \vartheta \cdot d\vartheta = \frac{I_m M}{4\pi} [(\pi - \varphi) \cos \varphi + \sin \varphi]. \quad (3)$$

Ток коллектора переключающего транзистора содержит две составляющие: основную, определяемую током на интервале $\varphi < \vartheta < \pi$ (где ток коллектора непрерывен) и дополнительную, определяемую током на интервале $\pi < \vartheta < \pi + \varphi$ (на котором транзистор переключается в противофазе с модулирующим транзистором другого плеча инвертора). Основную составляющую можно вычислить из уравнения:

$$I'_{к2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_m \sin(\vartheta - \varphi) d\vartheta = \frac{I_m}{2\pi} (1 + \cos \varphi). \quad (4)$$

При вычислении дополнительной составляющей следует учесть, что управление переключающим транзистором осуществляется сигналом, формируемым в противофазе с сигналом модулирующего транзистора. Поэтому длительность включенного состояния переключающего транзистора на периоде несущей частоты равна:

$$\lambda_2 = 2\pi - \lambda_1 = 2\pi - 2\pi \cdot M \cdot \sin \omega_2 t, \quad (5)$$

где λ_1, λ_2 [рад] – углы проводимости модулирующего и переключающего транзисторов соответственно.

При этом коэффициент заполнения равен:

$$\gamma_2 = \frac{\lambda_2}{2\pi} = 1 - M \sin \omega_2 t. \quad (6)$$

Кроме того, при однополярной модуляции произведение $M \sin \vartheta$ должно оставаться положительным также и при $\vartheta > \pi$, так как физически коэффициент заполнения не может быть отрицательной величиной. Поэтому при расчете среднего значения дополнительной составляющей (когда $\vartheta > \pi$) в уравнении (6) следует поменять знак перед вторым слагаемым. Тогда получим:

$$I''_{к2} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi+\varphi} I_m \sin(\vartheta - \varphi) \cdot (1 + M \sin \vartheta) d\vartheta =$$

$$= \frac{I_m}{2\pi} \left[1 - \cos \varphi + \frac{M}{2} \cdot (\varphi \cos \varphi - \sin \varphi) \right]. \quad (7)$$

После суммирования правых частей выражений (4) и (7) получим окончательно:

$$I_{к2cp} = \frac{I_m}{2\pi} \left[2 + \frac{M}{2} \cdot (\varphi \cos \varphi - \sin \varphi) \right]. \quad (8)$$

При вычислении среднего значения анодного тока шунтирующего диода необходимо принимать во внимание, что длительности включенного состояния диода, как показано на рис. 2, г, находятся в противофазе с интервалами проводимости модулирующего транзистора. Причем, на интервале $\varphi < \vartheta < \pi$ коэффициент заполнения определяется из формулы (6). Причем, на интервале $\pi < \vartheta < \pi + \varphi$ в формуле (6) следует изменить знак второго слагаемого на обратный. Таким образом, с учетом последнего получим:

$$I_a = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} I_m \sin(\vartheta - \varphi) \cdot (1 - M \sin \vartheta) d\vartheta + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi+\varphi} I_m \sin(\vartheta - \varphi) \cdot (1 + M \sin \vartheta) d\vartheta = \frac{I_m}{\pi} \left\{ 1 - \frac{M}{2} \left[\left(\frac{\pi}{2} - \varphi \right) \cos \varphi + \sin \varphi \right] \right\}. \quad (9)$$

Ток обратного диода, как показано на временных диаграммах на рис. 2, д, существует только тогда, когда одновременно включены модулирующий и переключающий транзисторы, но ток нагрузки при этом имеет обратную полярность. Поэтому среднее значение анодного тока обратного диода определяется соотношением:

$$I_{аобр} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\varphi} I_m \sin(\vartheta - \varphi) \cdot M \sin \vartheta \cdot d\vartheta = \frac{I_m M}{4\pi} (\varphi \cos \varphi - \sin \varphi). \quad (10)$$

Используя приведенные выше соображения, можно найти действующие значения токов силовых полупроводниковых приборов. В частности, действующее значение тока коллектора модулирующего транзистора определяется из соотношения:

$$I_{к1\varphi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi} [I_m \sin(\vartheta - \varphi)]^2 M \sin \vartheta d\vartheta} = I_m \sqrt{\frac{M}{4\pi} \left(1 + \frac{4}{3} \cos \varphi + \frac{1}{3} \cos 2\varphi\right)}. \quad (11)$$

Аналогично находятся действующие значения тока коллектора переключающего транзистора:

$$I_{к2\varphi} = \frac{I_m}{2} \sqrt{1 - \frac{M}{\pi} \left(1 - \frac{4}{3} \cos \varphi + \frac{1}{3} \cos 2\varphi\right)}, \quad (12)$$

анодного тока шунтирующего диода:

$$I_{а\varphi} = \frac{I_m}{2} \sqrt{1 - \frac{2M}{\pi} \left(1 + \frac{1}{3} \cos 2\varphi\right)}, \quad (13)$$

анодного тока обратного диода:

$$I_{аобр\varphi} = \frac{I_m}{2} \sqrt{\frac{M}{3} \left(1 - \frac{4}{3} \cos \varphi + \frac{1}{3} \cos 2\varphi\right)}. \quad (14)$$

На рис. 3 и рис. 4 представлены зависимости средних и действующих значений токов в силовых приборах от угла φ , рассчитанные из соотношений (3), (8), (9)–(14) при различных коэффициентах модуляции и отнесенные к амплитуде I_m тока нагрузки.

Статические потери в приборах (диодах и IGBT) можно определить по известной формуле [4]:

$$P_{CT} = U_O I_{cp} + I_{\varphi}^2 R_d, \quad (15)$$

где I_{cp} , I_{φ} – соответственно среднее и действующее значение тока через прибор; U_O – остаточное напряжение; R_d – динамическое сопротивление. Последние два параметра определяются с применением линейной аппроксимации вольтамперной характеристики прибора [4, 5].

Используя выражения для средних и действующих токов силовых ключей АИН с ДШИМ [2], а также полученные выше формулы, рассчитаны от угла φ зависимости статических потерь в схемах инверторов (отнесенные к мощности нагрузки P_H), приведенные на рис. 5.

Видно, что статические потери в инверторе с ОШИМ больше, чем в инверторе той же мощности с ДШИМ, что объясняется введением дополнительных приборов в контур тока нагрузки. С другой стороны, очевидно, что в описываемой схеме динамические потери должны быть меньше ввиду того, что все приборы пе-

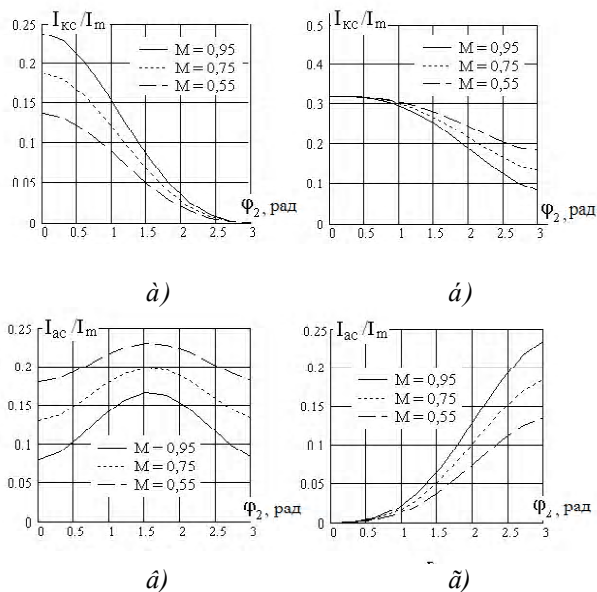


Рис. 3. Зависимости среднего тока модулирующего (а), переключающего (б) транзисторов; блокирующего (в) и обратного (г) диодов от угла φ

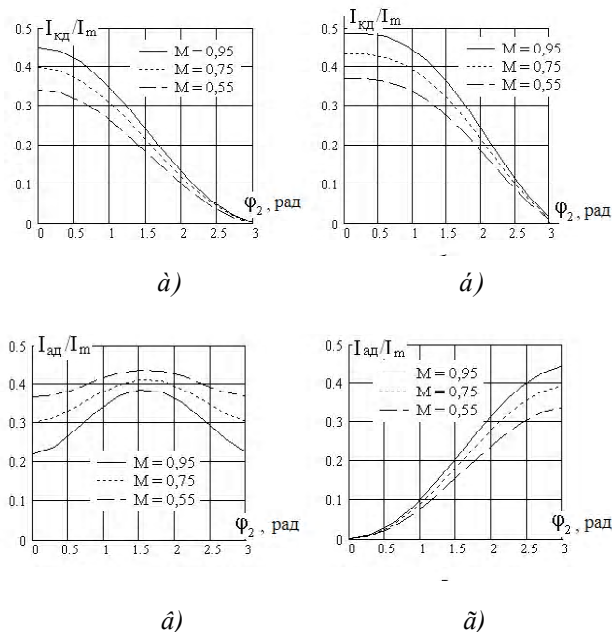


Рис. 4. Зависимость действующего тока модулирующего (а), переключающего (б) транзисторов; блокирующего (в) и обратного (г) диодов от угла φ_2

реключаются при напряжении $E_d/2$, а не E_d , как это происходит в АИН с ДШИМ. Таким образом, оценка суммарного КПД должна быть выполнена с учетом коммутационных потерь в силовых приборах, расчет которых (особенно с учетом влияния формирователей траектории переключения) представляет собой отдельную задачу, выходящую за рамки данной работы.

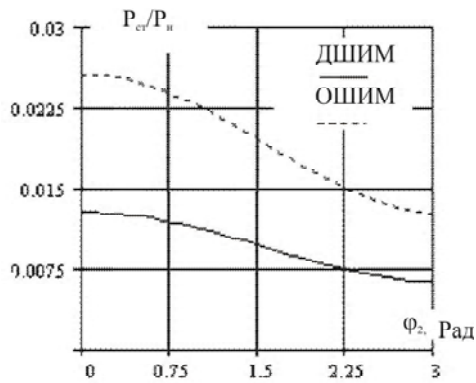


Рис. 5. Зависимости статических потерь от угла φ_2

Таким образом, используя полученные соотношения, можно вычислить средние и действующие значения токов силовых приборов и оценить статические потери в них, что является важной составляющей при тепловом расчете, необходимом для оценки массогабаритных показателей схемы.

Розглянуто електромагнітні процеси в напівмостовій схемі інвертора з ШІМ. Отримано співвідношення для розрахунку середніх та діючих значень струмів у силових напівпровідникових приладах. Подано оцінки статичних витрат для інверторів з одно- та двополярною ШІМ.

Electromagnetic processes of half-bridge voltage-source inverter with one-pole PWM are given. The ratio for average and operating current value in power semiconductor devices is obtained. Estimation of static losses for inverter with one- and two-pole PWM is presented.

УДК 621.313

В. П. Метельский, А. Г. Лохматов

Исследование, анализ и идентификация неполнофазных режимов инвертора в частотно-регулируемом асинхронном электроприводе

На основе методов обобщенных векторов и эквивалентного источника напряжения разработана имитационная модель асинхронного электропривода с АИН-ШИМ. Посредством указанной модели проведены исследования, выполнен анализ и предложен обобщенный алгоритм идентификации неполнофазных режимов инвертора, вызванных исчезновением управляющих импульсов на одном или нескольких силовых ключах инвертора.

В последние годы наблюдается широкое внедрение частотно-регулируемых асинхронных электроприводов (ЭП) во всех отраслях хозяйства: металлургии, горнодобывающей промышленности, на транспорте, в коммунальном хозяйстве и т.д. Учитывая повышенную сложность и относительную дороговизну указанных ЭП, создаваемых, как правило, на основе трехфазного автономного инвертора напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), в этих электроприводах принимаются определенные меры для предотвращения выхода из строя силовых элементов преобразователя частоты (ПЧ) или короткозамкнутого асинхронного двигателя (АД) при возможных аварийных ситуациях в этих электроприводах (например, при внутренних коротких замыканиях в инверторе, то-

Перелік посилань

1. Перетворювальна техніка. Підручник. Ч.2 / Ю. П. Гончаров, О. В. Будьонний, В. Г. Морозов, та ін./ За ред. В. С. Руденка. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с.
2. Герман-Галкин С. Г. Силовая электроника. Лабораторные работы на ПК. – СПб.: Учитель и ученик, КОРОНА принт, 2002.– 304 с.
3. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие.– Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 672 с.
4. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник / О. Г.Чебовский, Л. Г. Моисеев, Р. П. Недошивин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 400 с.
5. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом Додека-XXI, 2001. – 384 с.

Поступила в редакцию 10.05.06 г.

После доработки 05.10.06 г.

ковых перегрузках двигателя или обрыве его фазы, перенапряжениях на входе инвертора при торможении двигателя и др.) [1, 2].

Однако, до настоящего времени остаются не исследованными в зарубежной и отечественной научно-технической литературе неполнофазные режимы инвертора, возникающие в асинхронном ЭП с АИН-ШИМ при исчезновении импульсов управления одним или несколькими силовыми ключами инвертора. Такие режимы нередко возникают на практике из-за неисправностей в драйверах или системе управления инвертором. Сложность исследования таких неполнофазных режимов инвертора обусловлена тем, что для них в качестве инструмента исследования не удастся использовать существующие имитационные мо-