

УДК 621.313.332

ОСОБЕННОСТИ КОММУТАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ТРАНЗИСТОРНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ НАПРЯЖЕНИЯ

М. Ю. Юхименко

Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского
ул. Первомайская, 20, г. Кременчуг, 39600, Украина. E-mail: thistlethorn@ukr.net

Рассмотрены коммутационные процессы в регуляторе переменного напряжения, проведено сопоставление спектров и показателей качества выходного напряжения трехфазных преобразователей напряжения при формировании различных видов широтно-импульсной модуляции по синусоидальному закону. Предложены критерии оценки качества выходного напряжения преобразователя с широтно-импульсной модуляцией, определены способы ее формирования, обеспечивающие наилучшее качество выходного напряжения. Исследована возможность снижения энергии потерь в силовых полупроводниковых ключах регуляторов напряжения. Показаны способы улучшения показателей качества выходного напряжения, снижения потерь, повышения отношения основной гармоники к питающему напряжению.

Ключевые слова: транзисторный преобразователь напряжения, широтно-импульсная модуляция, коэффициент гармоник, повышение амплитуды основной гармоники напряжения.

ОСОБЛИВОСТІ КОМУТАЦІЙНИХ ПРОЦЕСІВ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ЗМІННОГО СТРУМУ З ТРАНЗИСТОРНИМ ПЕРЕТВОРЮВАЧЕМ НАПРУГИ

М. Ю. Юхименко

Кременчуцький національний університет імені Михайла Остроградського
вул. Першотравнева, 20, м. Кременчук, 39600, Україна. E-mail: thistlethorn@ukr.net

Розглянуто комутаційні процеси в регуляторі змінної напруги, проведено зіставлення спектрів і показників якості вихідної напруги трифазних перетворювачів напруги при формуванні різних видів широтно-імпульсної модуляції за синусоїдальним законом. Запропоновано критерії оцінки якості вихідної напруги перетворювача з широтно-імпульсною модуляцією, визначено способи її формування, що забезпечують найкращу якість вихідної напруги. Досліджено можливість зниження енергії втрат у силових напівпровідникових ключах регуляторів напруги. Показано способи поліпшення показників якості вихідної напруги, зниження втрат, підвищення співвідношення основної гармоніки до живлячої напруги.

Ключові слова: транзисторний перетворювач напруги, широтно-імпульсна модуляція, коефіцієнт гармонік, підвищення амплітуди основної гармоніки напруги.

АКТУАЛЬНОСТЬ РАБОТЫ. Современное состояние промышленного энергоресурсосбережения в значительной мере определяется уровнем развития силовой электроники, которая обеспечивает возможности управления параметрами преобразования электрической энергии с целью ее экономного использования.

При проектировании статических преобразователей, используемых в электроприводах переменного тока, важным условием является знание характеристик электромагнитных процессов, протекающих в самом преобразователе. Эти процессы в значительной степени влияют на энергетические и регулировочные характеристики электропривода. По выражениям для электромагнитных процессов можно определить необходимые параметры активных и пассивных элементов схемы преобразователя, сформировать комплекс требований к системам управления. В работе [1] рассмотрен характер и вид процессов, происходящих в преобразователях напряжения и частоты, реализующих «классическую» широтно-импульсную модуляцию (ШИМ). Следует отметить, что требования Международной электротехнической комиссии (МЭК) [2] определяют широтно-импульсную модуляцию как импульсное управление, при котором ширина либо частота импульсов, либо и то и другое, модулируются в преде-

лах каждого периода основной частоты для того, чтобы создать определенную форму кривой выходного напряжения или тока. В отечественной литературе понятие ШИМ, как правило, относится только к способам формирования выходного параметра с постоянной частотой коммутации.

Указанные обстоятельства требуют определения необходимого режима функционирования преобразователя. Если предъявляются повышенные требования по ограничению величины потерь или дополнительного (высокочастотного) момента при работе преобразователя напряжения, необходима информация об эквивалентной схеме замещения двигателя для всего спектра гармоник при питании обмоток статора.

Снижение мощности тепловых потерь в полупроводниковых ключах также является актуальной задачей, поскольку данные потери определяют такие важные параметры схемы, как коэффициент полезного действия, температуру нагрева силовых транзисторов, от которой зависит надёжность работы всего устройства, массогабаритные показатели и распределение объёма элементов преобразователя, в котором, как правило, наибольшую часть составляют элементы теплоотвода, а также частоту коммутации транзисторов.

Мощность потерь в силовых ключах преобразователя подразделяют на следующие составляющие [1]: динамические или коммутационные потери, статические потери или потери проводимости, потери за счёт тока утечки при закрытом ключе, потери, вызванные управлением.

Поскольку в преобразователях частоты и напряжения используются различные способы модуляции, невозможно сформулировать общую для всех способов методику оценки влияния гармоник. Чтобы оценить это влияние в частном случае, необходимо проанализировать воздействие на двигатель выходного напряжения преобразователя, зная его конкретный гармонический состав.

Целью работы является разработка схемных решений и алгоритмов управления, обеспечивающих улучшение энергетических и массогабаритных показателей транзисторных преобразователей напряжения для электроприводов переменного тока за счет оптимизации коммутационных процессов силовых транзисторов.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ.

Как показано в работе [3], спектр выходного напряжения часто используемых преобразователей с синхронной или асинхронной последовательностью широтно-модулированных импульсов содержит частоты:

$$f = k_s f_s \pm k_1 f_1,$$

где $k_s = 1, 2, 3, \dots$ и $k_1 = 1, 2, 4, 5, 7, \dots$ – кратности несущей f_s и рабочей f_1 частоты, соответственно. Данное выражение действительно также и для преобразователей с широтно-фазовой модуляцией.

В случаях, когда применяют преобразователи с переменной частотой коммутации, спектр частоты их выходного напряжения представляет собой широкополосный случайный шум без пиков на характерных частотах. В преобразователях с широтно-импульсной модуляцией низкочастотные гармонические составляющие малы, а высокочастотные гармоники, определяемые частотой коммутации, демпфируются индуктивностями двигателя.

В требованиях МЭК 60034-1, пункт 7.2.1 [4], гармонический состав питающего напряжения для асинхронных короткозамкнутых двигателей определен единственной числовой величиной, называемой коэффициентом искажения синусоидальности напряжения (HVF – Harmonic Voltage Factor), однако этот коэффициент неприменим для двигателей, питаемых от преобразователей. Оценка с помощью коэффициента гармоник выходного напряжения содержит недостаточно информации, поскольку не учитывает различное влияние на нагрузку гармоник низкой и высокой частоты. Коэффициент гармоник для выходного тока зависит также и от параметров нагрузки, т.е. характеризует не столько параметры преобразователя с ШИМ, сколько параметры системы «преобразователь–нагрузка».

Так, в случае питания двигателей от инвертора тока дополнительные потери в стали невелики, ис-

ключение составляют так называемые коммутационные потери [5]. Быстрое изменение потоков рассеяния на интервале коммутации вызывает вихревые токи в зубцах статора и ротора. В случае использования инвертора напряжения данные потери отсутствуют, поскольку коммутационные токи не протекают по обмоткам двигателя.

Высшие гармоники напряжения и тока в асинхронном короткозамкнутом двигателе, питаемом от преобразователя, вызывают дополнительные потери в стали и обмотках статора и ротора.

Для двигателей, питающихся от преобразователей напряжения, дополнительными потерями в стали пренебрегать нельзя. Они зависят от амплитуды гармонических составляющих фазных напряжений и почти не зависят от частоты.

Токи гармоник, определяющие потери в обмотках двигателя, ограничиваются индуктивностями рассеяния этих обмоток. Хотя токи этих гармоник и невелики, потерями от них в обмотках также нельзя пренебрегать из-за вытеснения тока на высоких частотах. Это обстоятельство применимо как к катушечным, так и к вольфрамовым обмоткам. Роторы с явно выраженным эффектом вытеснения особенно чувствительны к этим потерям [2].

Многочисленными испытаниями [2] установлено, что общая величина дополнительных потерь, вызываемых гармониками, не зависит от нагрузки. Она уменьшается пропорционально увеличению частоты коммутации (рис. 1), что обусловлено уменьшением потерь в обмотках на высоких частотах коммутации.

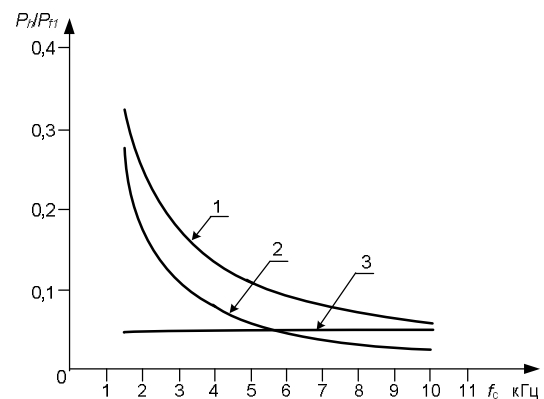


Рисунок 1 – Пример зависимости потерь P_h , вызываемых гармониками относительно потерь P_{f1} на частоте выходного напряжения f_1 , от частоты коммутации f_c в случае питания от преобразователя напряжения

Для расчета дополнительных потерь не существует простых методов, а также отсутствуют общие рекомендации по оценке их величины. Их зависимость от различных физических параметров является достаточно сложной. Они в значительной степени зависят от типа преобразователя (с различной частотой коммутации).

той коммутации и формой импульсов) и двигателя (типа обмотки, геометрии паза и потерь в стали).

В качестве примера (рис. 2) в виде столбчатых диаграмм показаны результаты расчета составляющих потерь в двигателе, питаемом от преобразователей различных типов с различной формой и, соответственно, гармоническим составом питающего напряжения, а также от сети с синусоидальным напряжением. Данный пример иллюстрирует существенное различие составляющих потерь при использовании самых распространенных в настоящее время преобразователей. Приведенные диаграммы не могут быть распространены на другие типы двигателей и преобразователей. Для облегчения сравнения напряжения и токи при работе преобразователей взяты такими же, как при работе в номинальном режиме.

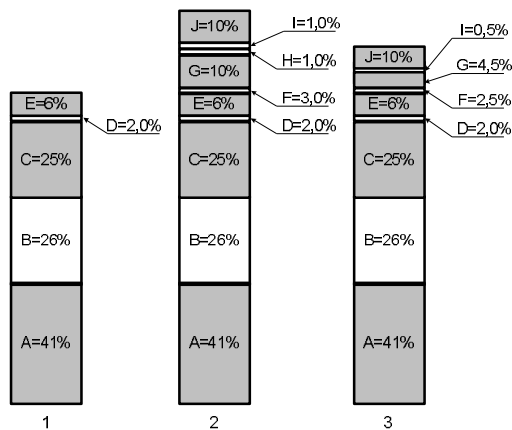


Рисунок 2 – Влияние способа формирования напряжения на потери в асинхронном короткозамкнутом двигателе при номинальном токе и скорости: 1 – синусоидальное напряжение; 2 – инвертор тока; 3 – инвертор напряжения с ШИМ

Потери, вызываемые рабочей частотой:

- E* – потери на трение;
- D* – дополнительные потери от нагрузки;
- C* – потери в стали;
- B* – потери в обмотках ротора;
- A* – потери в обмотках статора.

Потери, вызываемые гармониками:

- J* – потери на коммутацию;
- I* – дополнительные потери от нагрузки;
- H* – потери в стали;
- G* – потери в обмотках ротора;
- F* – потери в обмотках статора.

Известно [5], что при питании от преобразователя двигатель при номинальной скорости имеет меньший допустимый момент, чем при питании непосредственно от сети, что определяется повышенным нагревом от потерь, вызываемых гармониками. Другой причиной уменьшения момента является падение напряжения на выходе преобразователя.

Производитель двигателя может определить превышение температуры при известном спектральном составе напряжения преобразователя. Это превышение зависит от особенностей конструкции двигателя

и системы охлаждения. Для определения кратности снижения момента важен запас двигателя по нагреву. С учетом названных обстоятельств, кратность допустимого момента лежит в пределах от 0,8 до 1,0. Эксплуатация двигателя при номинальной нагрузке в подобных условиях приводит к снижению срока службы изоляции обмоток [6].

При питании двигателей от преобразователей с «медленной» коммутацией, как это имеет место в тиристорных преобразователях напряжения, на интервалах коммутации возникают импульсы перенапряжения, оказывающие воздействие на основную и межвитковую изоляцию [6]. Однако коммутационные пики обычно не приводят к разрушению изоляции, поскольку время их нарастания довольно велико, а частота следования достаточно мала.

При питании двигателя от преобразователей напряжения или инверторов напряжения, укомплектованных, как правило, IGBT-транзисторами, имеющими высокую частоту коммутации, значительный темп нарастания напряжения при коммутации оказывает существенное влияние на межвитковую изоляцию, особенно в зоне крайних витков [6]. Неблагоприятное воздействие на изоляцию обмотки зависит от величины импульсов, темпа их нарастания, частоты следования, параметров и длины кабеля, соединяющего преобразователь с двигателем, геометрии обмоток и ряда других факторов [6].

В частности, взаимодействие преобразователя с высокой частотой коммутации и соединительного кабеля вызывает импульсы перенапряжения, определяемые влиянием соединительной линии. Двигатели номинальным напряжением до 500 В удовлетворительно переносят импульсы, допустимая величина которых представлена на рис. 3, без сокращения срока службы. При этом особое внимание следует уделять электроприводам технологических механизмов с быстрым изменением скорости, т.к. в этом случае на выходе преобразователя могут возникать импульсы перенапряжения до двукратного по отношению к номинальному.

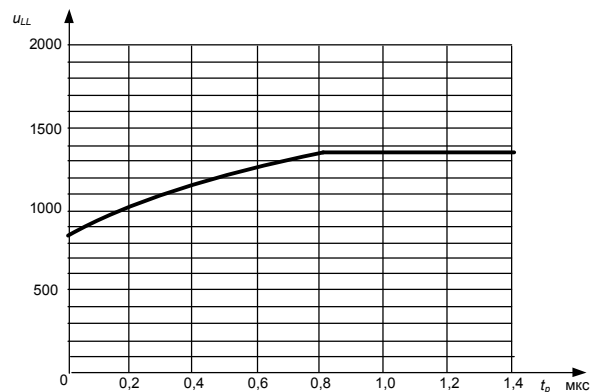


Рисунок 3 – Зависимость допустимой амплитуды импульса напряжения на зажимах двигателя u_{LL} от времени нарастания импульса t_r

В зв'язі з цим для асинхронних двигателів на напругу вище 500 В, живимих від перетворювачів з високою частотою комутації, вимагається спеціальна ізоляція і/або застосування додаткових фільтрів на виході. На рис. 4 проілюстровано визначення, що використовуються при аналізі процесу живлення обмоток асинхронного двигателя імпульсним напругою. Перепад напруги Δu – різниця між миттєвими значеннями напруги непрямо перед і після виникнення імпульсу. Імпульс закінчується в момент, коли напруга досягає свого першого максимуму. Час наростання імпульсу t_r визначається як інтервал між моментами, коли напруга становить 10 і 90 % перепаду напруги Δu .

З метою зменшення вказаних недоліків існуючих перетворювачів напруги в роботі [7] було запропоновано спосіб формування вихідного напруги, заснований на комбінації фазового управління і ШІМ по синусоїдальному закону.

Для порівняння різних способів формування вихідного напруги перетворювача необхідно розробити ефективні критерії оцінки якості вихідного напруги. Оцінка з допомогою коефіцієнта гармонік вихідного напруги містить недостатню інформацію, оскільки не враховує різного впливу на навантажувач гармонік низької і високої частоти. Коефіцієнт гармонік для споживаного струму в значній мірі залежить і від параметрів навантажувача, т.е. характеризує не стільки параметри перетворювача, скільки параметри системи «перетворювач–навантажувач». Отже, необхідно вибрати більш досконалі критерії оцінки.

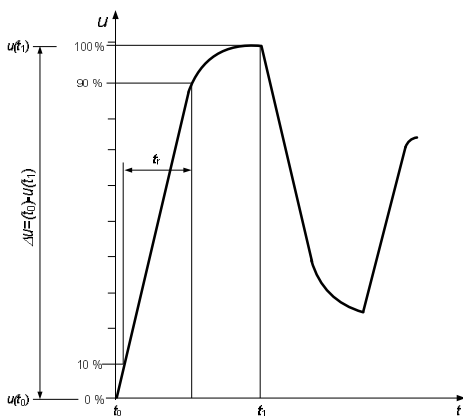


Рисунок 4 – Визначення часу наростання імпульсу напруги t_r

Так, наприклад, в схемі перетворювача (рис. 5) в кожній фазі незалежно формується двополярна однофазна ШІМ-послідовність, реалізуєма системою управління. На рис. 6,а наведено спектр ШІМ-послідовності при модуляції фронту (або срезу) імпульсу, на рис. 6,б – при двосторонній модуляції і фронту, і срезу (де k – номер гармоніки; C_k – амплітуда k -ї гармоніки). В наведеному

прикладі частота комутації $f_k = Af_{vib} = 48f_{vib}$, коефіцієнт модуляції – відношення найбільшої довжини імпульсу вихідного напруги до міжкомутаційного інтервалу – $K_m = 0,5$.

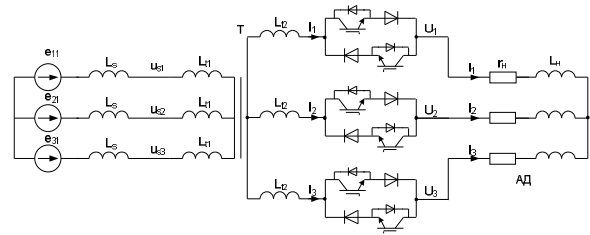


Рисунок 5 – Розрахункова схема асинхронного електропривода з транзисторним регулятором напруги

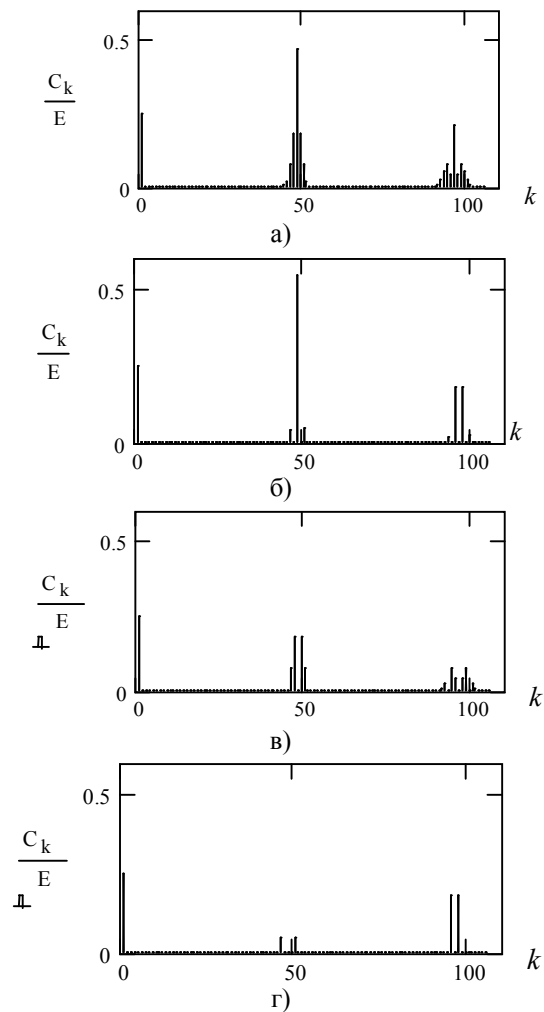


Рисунок 6 – Спектри вихідного напруги при «класичних» однофазній (а, б) і трифазній (в, г) ШІМ по синусоїдальному закону

Подібний характер спектра характерний для ШІМ, реалізуємої по синусоїдальному закону. В низькочастотній частині спектр містить тільки основну гармоніку з частотою f_{vib} ($k = 1$), а в області високих частот групи комбінаційних гармонік, розташовані поблизу частот, кратних частоті

коммутации f_k . Амплитуда основной гармоники при двуполярной ШИМ равна $\frac{1}{2}U_c K_m$, где U_c – напряжение питающей сети.

Для большинства потребителей наиболее существенным является влияние гармоник с более низкой частотой, среди комбинационных гармоник это гармоники, близкие к частоте коммутации. Как показывает модельный эксперимент [6], при $A > A_{kr} = 20 \dots 30$ амплитуда комбинационной гармоники с номером $A+n$, где n – целое положительное или отрицательное число, не зависит от значения A . Совокупность комбинационных гармоник, расположенных вблизи частоты коммутации, может быть заменена эквивалентной комбинационной гармоникой с частотой $f = f_k$, амплитуда которой

$$C_{ekv} = \sqrt{\sum_{k=A-w}^{A+w} C_k^2}, \quad (1)$$

где w – постоянное число, ограничивающее область спектра в окрестностях частоты коммутации, содержащую существенные гармонические составляющие. В рассматриваемых видах ШИМ $w = 7 \dots 9$. В правильности выбора w легко убедиться: при увеличении w величина C_{ekv} практически не меняется.

Интенсивность высших гармонических составляющих в спектре ШИМ-последовательности характеризует коэффициент гармоник

$$k_{g,k} = \frac{C_{ekv}}{C_1} = \frac{\sqrt{\sum_{k=A-w}^{A+w} C_k^2}}{C_1}, \quad (2)$$

где C_1 – амплитуда основной гармоники выходного напряжения.

При известных параметрах нагрузки коэффициент $k_{g,k}$ позволяет определить коэффициент гармоник для выходного тока инвертора

$$k_{g,i} = k_{g,k} \frac{Z(f_{vih})}{Z(f_k)}, \quad (3)$$

где $Z(f_{vih})$ и $Z(f_k)$ – модуль сопротивления нагрузки на выходной частоте и на частоте коммутации. Точность расчета по выражению (3) возрастает при увеличении частоты коммутации [8].

Отличия однофазной и трехфазной ШИМ рассматриваются ниже. Но вначале обратим внимание на то, что при двусторонней модуляции фронтов в спектре трехфазной ШИМ уменьшаются гармонические составляющие вблизи частоты коммутации, но значительно растут гармоники в области второй гармоники частоты коммутации. Эти гармоники, несмотря на вдвое большую частоту, могут заметно влиять на ток нагрузки, имеющей индуктивную реакцию для высших гармоник. Это влияние можно учесть введением дополнительного коэффициента гармоник

$$k_{g,2k} = \frac{\sqrt{\sum_{k=A-w}^{A+w} C_k^2 + \sum_{k=2A-w}^{2A+w} \left(\frac{C_k}{2}\right)^2}}{C_1}. \quad (4)$$

Подстановка значения $k_{g,2k}$ вместо $k_{g,k}$ в выражение (3) позволяет уточнить коэффициент гармоник для выходного тока преобразователя.

Таким образом, введенные выше коэффициенты $k_{g,k}$ и $k_{g,2k}$ позволяют осуществлять сравнение качества выходного напряжения при различных способах формирования ШИМ. При $A > A_{kr}$ эти коэффициенты не зависят от выбора частоты коммутации, не различаются для ШИМ–1 либо ШИМ–2, а определяются лишь выбором разновидности ШИМ, способом модуляции фронтов (модуляция фронта/среза импульса либо двусторонняя модуляция) и текущим коэффициентом модуляции.

Определим причины различия спектров однофазной и трехфазной ШИМ. Из выражения (4) следует, что гармоники прямой и обратной последовательностей напряжения u_A равны, а гармоники нулевой последовательности в напряжениях $u_{A,B,C}$ отсутствуют (рис. 6,а и 6,в либо рис. 6,б и 6,г). Поэтому гармонический состав выходного напряжения трехфазной ШИМ лучше, чем при однофазной. При однофазной ШИМ с двусторонней модуляцией наиболее интенсивные гармоники в окрестности частоты коммутации являются гармониками нулевой последовательности, это приводит к радикальной очистке спектра вблизи частоты коммутации при формировании трехфазной ШИМ-последовательности (рис. 6,б,г).

Рассмотрим, как изменяется гармонический состав напряжений при изменении кратности частот A . Расчёты на модели показали, что если кратность частот A является целым числом, то характер спектров при изменении $A > A_{kr}$ не меняется: массивы комбинационных гармоник просто перемещаются по оси частот. Если A не является целым числом, то характер спектров меняется: в спектрах фазных напряжений появляются дополнительные гармоники, массивы комбинационных гармоник расширяются и медленнее затухают при отдалении от частоты коммутации. При нецелом A частота повторения кривой выходного напряжения меньше частоты модуляции, поэтому в спектре присутствуют гармоники с дробными номерами, однако коэффициенты гармоник $k_{g,k}$ и $k_{g,2k}$ не изменяются. Объясняется это тем, что происходит перераспределение энергии: взамен небольшого количества гармоник со значительными амплитудами при целом A при дробном A возникает большее число гармоник, но с меньшими амплитудами. Следует заметить, что среди этого большого числа гармоник есть также и субгармоники, частоты которых меньше выходной частоты, но их амплитуды ничтожно малы по сравнению с амплитудой основной гармоники [9].

В табл. 1 приведены полученные в результате модельного эксперимента значения коэффициентов гармоник $k_{g,k}$ и $k_{g,2k}$ (%) для двуполярной однофазной ШИМ, реализуемой в схеме (рис. 5), и «классической» трехфазной ШИМ.

Таблиця 1 – Значення коефіцієнтів гармоник для двуполярної однофазної ШИМ

Способ формирования ШИМ	Коефф. гармоник	Значения коэффициентов гармоник %% при K_m , равном									
		1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
Однофазная ШИМ по фронту/срезу	$k_{g,k}$	75	90	109	136	170	217	288	399	630	1216
	$k_{g,2k}$	78	93	113	141	175	223	293	404	633	1218
Двусторонняя однофазная ШИМ	$k_{g,k}$	75	90	109	136	170	217	288	399	630	1216
	$k_{g,2k}$	78	93	113	141	175	223	293	404	633	1218
Трёхфазная «классическая» ШИМ по фронту/срезу	$k_{g,k}$	53	64	76	88	100	111	122	130	137	140
	$k_{g,2k}$	55	65	77	90	102	115	128	139	149	156
Двусторонняя трёхфазная «классическая» ШИМ	$k_{g,k}$	45	42	39	35	31	26	21	16	11,4	8,6
	$k_{g,2k}$	47	47	48	50	54	57	61	65	68	70

Данные табл. 1 подтверждают, что при реализации однофазной ШИМ качество выходного напряжения одинаково как при выборе ШИМ по фронту (срезу) импульса, так и при двусторонней модуляции. При трехфазной ШИМ качество выходного напряжения значительно лучше, чем при однофазной, причем двусторонняя модуляция дает значительные преимущества в гармоническом составе выходного напряжения. Полученные данные показывают, что учет гармоник, расположенных в окрестности частоты $2f_k$, является необходимым только при анализе трехфазной ШИМ с двусторонней модуляцией, во всех остальных случаях уточнение коэффициента гармоник при замене $k_{g,k}$ на $k_{g,2k}$ незначительно.

Проведенный анализ позволяет сделать вывод, что повышение качества выходного напряжения при формировании трехфазной ШИМ достигается только при синхронности моментов переключения силовых транзисторов во всех фазах преобразователя. Поэтому при использовании для формирования ШИМ следящего принципа управления (например, дельта-модуляции) качество выходного напряжения в трехфазном преобразователе будет такое же, как при формировании однофазной ШИМ.

С точки зрения потребителя, повышение амплитуды основной гармоники выходного напряжения преобразователя является весьма желательным. Например, наибольшее значение отношения действующего значения основной гармоники фазного

выходного напряжения автономного инвертора напряжения (АИН) к напряжению источника питания при реализации рассмотренных выше разновидностей ШИМ составляет 0,354. При этом в преобразователе (рис. 5) выходное напряжение не превышает 0,827 напряжения сети. В реальных преобразователях это соотношение еще ниже, поскольку коэффициент модуляции из-за необходимости выполнения условий коммутации не достигает единицы, имеются потери напряжения в преобразователе. Поэтому задача повышения отношения основной гармоники выходного напряжения преобразователя к напряжению источника питания является весьма актуальной.

Существует только один способ выполнения поставленной задачи – это использование несинусоидального закона модуляции длительности импульсов напряжения фаз питающей сети А, В и С, причем выбор закона модуляции должен обеспечивать увеличение амплитуды основной гармоники [10]. Среди законов модуляции, обеспечивающих повышение основной гармоники напряжения, можно отметить модуляцию по прямоугольному и трапецеидальному законам. Однако при их использовании гармонический состав фазного и линейного выходных напряжений преобразователя ухудшается: в низкочастотной области спектра появляются гармоники искажения, прежде всего пятая, седьмая, одиннадцатая и тринадцатая гармоники, которые содержатся в ШИМ-последовательностях фаз А, В и С. Содержащиеся в

тех же последовательностях гармоник, кратные трем, являются гармониками нулевой последовательности и при симметричной нагрузке, согласно выражению (3), не содержатся в фазных и линейных напряжениях нагрузки.

Отсюда вытекает идея предмодуляции: применение несинусоидального закона для модуляции длительности импульсов сетевого напряжения фаз А, В и С, который обеспечивает увеличение амплитуды основной гармоники, но при этом в спектре ШИМ-последовательностей А, В и С, помимо основной гармоники, содержатся только гармоники нулевой последовательности, т.е. гармоники, кратные трем. Так обеспечивается отсутствие в низкочастотной части спектра фазных и линейных напряжений инвертора гармоник искажения.

При реализации ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой в подаваемый на входы трехфазного ШИМ-модулятора управляющий сигнал каждой фазы добавляется нулевая последовательность, содержащая третью гармонику основной частоты в указанной ниже пропорции:

$$u_{yA} + \frac{K_m U_m}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} \left[\sin(\theta) + \left(1 - \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)\right) \sin(3\theta) \right];$$

$$u_{yB} + \frac{K_m U_m}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} \left[\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + \left(1 - \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)\right) \sin(3\theta) \right]; \quad (5)$$

$$u_{yC} + \frac{K_m U_m}{\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} \left[\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + \left(1 - \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)\right) \sin(3\theta) \right].$$

На рис. 7,а приведена временная диаграмма управляющих сигналов преобразователя. При этом

форма управляющего сигнала весьма близка к трапецеидальной. На рис. 7,б приведен спектр фазного выходного напряжения в этом режиме. Сравнение спектров (рис. 4,г, 7,б) показывает, что при осуществлении предмодуляции третьей гармоникой характер спектра практически не изменяется, в его низкочастотной части по-прежнему присутствует только основная гармоника. На основании модельного эксперимента рассчитаны коэффициенты гармоник. В табл. 2 приведены значения коэффициентов гармоник $k_{g,k}$ и $k_{g,2k}$ (%) ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой при модуляции фронта (среза) импульса и двусторонней модуляции.

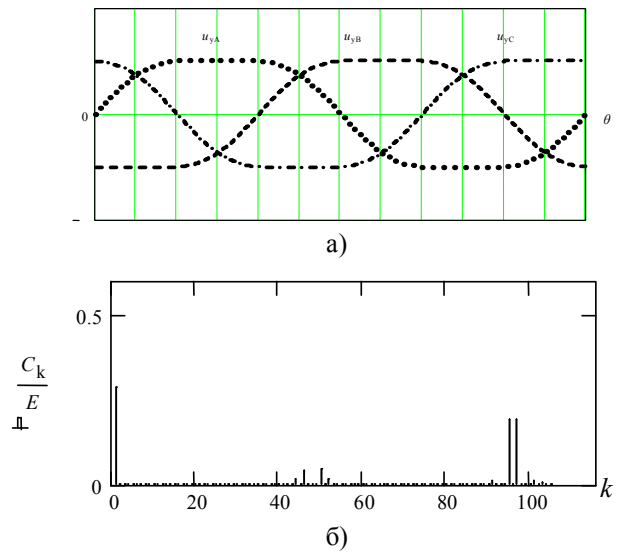


Рисунок 7 – Временные диаграммы управляющих сигналов (а) и спектр фазного выходного напряжения (б) при реализации ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой

Таблица 2 – Значения коэффициентов гармоник для ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой

Способ формирования ШИМ	Коэфф. гармоник	Значения коэффициентов гармоник %% при K_m , равном									
		1,0	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,4	0,3	0,2	0,1
Трехфазная ШИМ по фронту/срезу с предмодуляцией	$k_{g,k}$	40	49	61	74	89	103	116	126	135	140
	$k_{g,2k}$	41	50	63	76	90	105	120	134	146	155
Двусторонняя трехфазная ШИМ с предмодуляцией	$k_{g,k}$	39	38	34	31	28	23	19	15	10,4	7,3
	$k_{g,2k}$	41	40	41	43	48	53	58	63	67	70

Данные табл. 2 и другие результаты [11] модельного эксперимента позволяют сделать следующий вывод: применение предмодуляции третьей гармоникой не только увеличивает максимально достижимое отношение амплитуды первой гармоники к напряжению сети на 15,47 %, но и приводит к заметному снижению коэффициентов гармоник k_{gk} и k_{g2k} . Это объясняется тем, что при равном коэффициенте модуляции K_m в ШИМ с предмодуляцией амплитуда основной гармоники на 15,47 % выше, чем в преобразователе напряжения, реализующем «классическую» трехфазную ШИМ, в то же время амплитуда комбинационных гармоник изменяется незначительно.

Как и при реализации «классической» ШИМ, при осуществлении ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой двусторонняя модуляция обеспечивает преимущества в качестве выходного напряжения. Величины A_{kr} и w сохраняют те же значения, что и при «классической» ШИМ.

Реальные процессы коммутации в силовых ключах ограничивают минимальное и максимальное значение коэффициента модуляции. Ограничение связано с минимально допустимой длительностью импульса (или паузы) в выходном напряжении и зависит от свойств применяемых силовых ключей. Повышение частоты коммутации не изменит этой минимально допустимой длительности, поэтому если при исходной частоте коммутации максимальное значение коэффициента модуляции равно 0,9, то при повышении частоты коммутации в 1,5 раза максимальный коэффициент модуляции снизится до 0,85. При этом уменьшается отношение максимальной амплитуды основной гармоники выходного напряжения к напряжению питания на 6 %, и в силу этого увеличение частоты коммутации может оказаться неоправданным [12].

Таким образом, выбор между синусоидальным способом формирования ШИМ и ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой не является однозначным и требует детального сопоставления параметров преобразователя и системы «источник энергии–преобразователь–нагрузка», для проведения которого можно воспользоваться приведенными в данной работе результатами.

ВЫВОДЫ. Для оценки качества выходного напряжения преобразователя с широтно-импульсной модуляцией были использованы коэффициенты гармоник, учитывающие комбинационные составляющие спектра, расположенные в окрестности частоты коммутации и удвоенной частоты коммутации. Указанные коэффициенты гармоник при известных параметрах нагрузки позволяют с достаточно высокой точностью рассчитать коэффициент гармоник выходного тока преобразователя.

Выявлена общность процессов при формировании ШИМ с увеличенной амплитудой основной гармоники в спектре выходного напряжения. При реализации ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой используется принцип предмодуляции управляющего сигнала гармониками нулевой последовательности,

различается лишь форма сигнала предмодуляции.

Проведено сопоставление спектров и коэффициентов гармоник выходного напряжения преобразователя при формировании «классической» ШИМ и ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой. Были выявлены факторы, обуславливающие различие спектров и коэффициентов гармоник. Показано, что наилучший спектральный состав выходного напряжения обеспечивается при формировании двусторонней ШИМ с предмодуляцией третьей гармоникой.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Учебное пособие. – Новосибирск: Изд. НГТУ, 2004. – 672 с.
2. ГОСТ Р МЭК/ТС 60034–17–2009. Машины электрические вращающиеся. Часть 17.
3. Обухов С.Г., Чаплыгин Е.Е., Кондратьев Д.Е. Широтно-импульсная модуляция в трехфазных инверторах напряжения // *Электричество*. – 2008. – № 7. – С. 13–17.
4. ГОСТ Р 52776–2007, МЭК 60034–1–2004. Машины электрические вращающиеся. Номинальные данные и характеристики.
5. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование приводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО, 2000. – 654 с.
6. Воробьев В.Е., Кучер В.Я. Прогнозирование срока службы электрических машин. – СПб.: СЗТУ, 2004. – 56 с.
7. Юхименко М.Ю. Перспективы применения способа управления асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором // *Інженерні та освітні технології в електротехнічних і комп'ютерних системах [Електронний ресурс]: шоквартальний науково-практичний журнал*. – Кременчук: КрНУ, 2013. – Вип. 2/2013 (2). – С. 82–91. – Режим доступа: <http://eetecs.kdu.edu.ua/>
8. Чаплыгин Е.Е., Малышев Д.В. Спектральные модели автономных инверторов напряжения с широтно-импульсной модуляцией // *Электричество*. – 1999. – № 8. – С. 28–32.
9. Сандлер А.С., Гусяцкий Ю.М. Тиристорные инверторы с широтно-импульсной модуляцией для управления асинхронными двигателями. – М.: Энергия, 1968. – 98 с.
10. Чаплыгин Е.Е., Нгуен Хоанг Ан. Спектральные модели импульсных преобразователей с переменной частотой коммутации // *Электричество*. – 2006. – № 4. – С. 41–47.
11. Изосимов Д.Б., Рывкин С.Е., Шевцов С.В. Симплексные алгоритмы управления трёхфазным автономным инвертором напряжения с ШИМ // *Электротехника*. – 1993. – № 12. – С. 12–18.
12. Коровин В.В., Обухов С.Г. Модуляционные методы построения импульсных преобразователей // *Практическая силовая электроника*. – 2005. – № 19. – С. 27–33.

FEATURES SWITCHING PROCESSES AC DRIVE WITH TRANSISTOR VOLTAGE CONVERTER

M. Yukhimenko

Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University

ul. Pervomayskaya, 20, Kremenchug, 39600, Ukraine. E-mail: thistlethorn@ukr.net

Considered switching processes in AC voltage regulator, a comparison of the spectra and quality parameters of the output voltage of three-phase voltage converters in the formation of different kinds of pulse width modulation sinusoidal. The criteria of evaluation of the quality of the output voltage converter with pulse-width modulator pulse width modulation defined methods for forming a pulse width modulation, providing the best quality of the output voltage. The possibility of reducing the energy losses in the power semiconductor switching voltage regulators. Shows how to improve the performance quality of the output voltage, reduce losses, improve the fundamental harmonic relationship to the supply voltage.

Key words: transistor voltage converter, pulse width modulation, harmonic ratio, increasing the amplitude of the fundamental harmonic voltage.

REFERENCES

1. Zinovyev, G.S. (2004), *Osnovy silovoy elektroniki: Uchebnoye posobiye* [Fundamentals of Power Electronics: Textbook], NSTU, Novosibirsk, Russia. (in Russian)
2. GOST R IEC / TS 60034-17-2009, *Mashiny elektricheskoye vrashchayushchiesya* [Rotating electrical machines], part 17. (in Russian)
3. Obukhov, S.G., Chaplygin, E.E. and Kondratyev, D.E. (2008), "Pulse width modulation voltage in three-phase inverters", *Elektrichestvo*, no. 7. (in Russian)
4. GOST R 52776-2007, IEC 60034-1-2004. *Mashiny elektricheskoye vrashchayushchiesya. Nominalnyye dannyye i kharakteristiki*, [Rotating electrical machines. Ratings and Characteristics]. (in Russian)
5. Schreiner, R.T. (2000), *Matematicheskoye modelirovaniye privodov peremennogo toka s poluprovodnikovymi preobrazovatelyami chastoty* [Mathematical modeling of AC drives with solid state frequency converters], URO, Ekaterinburg, Russia. (in Russian)
6. Vorobyov, V.E. and Kucher, V.Ya. (2004), *Prognozirovaniye sroka sluzhby elektricheskikh mashin* [Predicting life of electrical machines], SZTU, St. Petersburg, Russia. (in Russian)
7. Yukhimenko, M.Yu. (2013), "Prospects of application of a method for controlling an asynchronous motor with squirrel cage", *Inzhenerni ta osvutni tekhnologii v yelektrotekhnichnikh i kompyuternikh sistemakh*, Vol. 2, no. 2, pp. 82-91, available at: <http://eetecs.kdu.edu.ua/> (accessed September 15, 2013) (in Russian)
8. Chaplygin, E.E. and Malyshev, D.V. (1999), "Spectral model of autonomous inverters with voltage PWM", *Elektrichestvo*, no. 8. (in Russian)
9. Sandler, A.S. and Gusyatsky, Yu.M. (1968), *Tiristornyye invertory s shirotno-impulsnoy modul'yatsiyey dlya upravleniya asinkhronnymi dvigatelyami* [Thyristor inverter with PWM control for asynchronous motors], Energiya, Moscow, Russian. (in Russian)
10. Chaplygin, E.E. and Nguyen Hoang Anh (2006), "Spektralnyye modeli impul'snykh preobrazovateley s peremennoy chastotoy kommutatsii", *Elektrichestvo*, no. 4. (in Russian)
11. Izosimov, D.B., Rivkin, S.E. and Shevtsov, S.V. (1993), "Simplex algorithms for three-phase voltage inverter autonomous PWM", *Electrotechnika*, no. 12. (in Russian)
12. Korovin, V.V. and Obukhov, S.G. (2005), "Modulation methods for constructing switching converters", *Prakticheskaya silovaya elektronika*, no. 19. (in Russian)

Стаття надійшла 28.10.2013.