

Н. В. ПАНАСЕНКО (ДНДЦ УЗ), Ю. П. ГОНЧАРОВ, В. В. ИВАХНО,  
А. Е. ИВАНОВ (НТУ «ХПИ»), В. Н. КОЗАЧОК, П. П. МОРОЗОВ («Укрзалізниця»)

## СИСТЕМА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ЖЕЛЕЗНОЙ ДОРОГИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С МОДУЛЬНЫМИ ВСТАВКАМИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Пропонується структура вставки постійного струму на тяговій підстанції, яка дозволяє усунути ряд недоліків діючої схеми живлення контактної мережі змінного струму. Аналізуються додаткові можливості з поліпшення використання електрообладнання шляхом зміни форми напруги в контактній мережі.

Предлагается структура вставки постоянного тока на тяговой подстанции, позволяющая устранить ряд недостатков действующей схемы питания контактной сети переменного тока. Анализируются дополнительные возможности по улучшению использования электрооборудования путем изменения формы напряжения в контактной сети.

The structure of the insert of direct current on the traction substation, which makes it possible to remove a number of deficiencies in the acting feeding scheme of the overhead electric transport power line of alternating current, is proposed. Additional possibilities on improvement in the use of electrical equipment by change in the form of voltage in the overhead electric transport power line are analyzed.

### 1. АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ ПРОБЛЕМЫ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ РАБОТЫ

Как известно, около половины всех электрифицированных железных дорог Украины питаются однофазным переменным током с напряжением амплитудой 25 кВ и частотой 50 Гц, а на дорогах со скоростным движением этот род тока получил преимущественное применение.

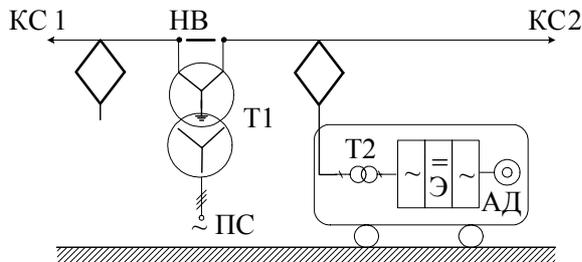


Рис. 1. Структура системы электроснабжения:  
Э – энергонакопитель; ~, = – звенья переменного и постоянного токов; АД – асинхронный двигатель; КС1, КС2 – ветви контактной сети с различной фазой напряжения; НВ – нейтральная вставка; ПС – питающая сеть

Типовая структура системы электроснабжения на переменном токе показана на рис. 1. Она содержит две ветви контактной сети (КС), подключаемые к двум фазам трехфазной питающей сети (ПС) через питающий трансформатор Т1, а на нагрузке (транспортных средствах ТС) – тяговый трансформатор Т2, асинхронные двигатели АД и полупроводниковый преобразователь, который может рассматриваться как

вставка постоянного тока (нагрузочная) между двумя звеньями переменного тока. Нагрузочная вставка состоит, в свою очередь, из четырехквadrантного входного преобразователя с широтно-импульсной модуляцией (кратко ШИМ-преобразователь), частотно-регулируемого инвертора, оба с широтно-импульсной модуляцией, и с энергонакопителем в промежуточном звене постоянного тока, который принимает на себя пульсирующую мощность как разность между мгновенными мощностями однофазной КС и трехфазной нагрузки. Для энергонакопителя наиболее простое решение состоит в использовании конденсатора, он выполняет также функцию фильтра пульсаций с частотой ШИМ.

Переход к этой структуре позволил радикальным образом улучшить характеристики электрооборудования со стороны нагрузки. Однако со стороны питания эта структура устарела и обладает рядом серьезных недостатков, из которых основными являются два. Неравномерная загрузка фаз ПС приводит примерно к полуторакратному недоиспользованию питающего трансформатора по мощности [1] и к возможным штрафным санкциям со стороны энергетиков, поскольку структура рис. 1 не вписывается в требования новых мировых стандартов на качество электроэнергии. Известное техническое средство для компенсации несимметрии, заключающееся в применении симметрирующего трансформатора [1], существенно усложняет трансформатор и в то же время решает проблему лишь частично, поскольку для пол-

ной симметрии требуется равенство нагрузок ветвей КС в любой момент времени, что невозможно реализовать. Вторым недостатком являются уравнивающие токи, которые могут циркулировать между ПС и ветвью КС при двустороннем питании последней. Как показали исследования, проведенные Г. А. Доманской под руководством В. В. Корниенко [2], связанные с этим дополнительные потери могут быть соизмеримы с другими составляющими потерь. На основании этих исследований в упомянутой работе был сделан вывод о целесообразности применения вставки постоянного тока также и со стороны источника питания. Кроме контроля уравнивающих и аварийных токов, который достигается с помощью преобразователей вставки, обеспечивается также компенсация несимметрии в ПС, т.к. энергонакопитель в промежуточном звене постоянного тока принимает на себя разницу между пульсирующей мощностью в однофазной КС и постоянной мощностью в трехфазной ПС. Отпадает принципиальная необходимость в нейтральных вставках, и вся КС или, по крайней мере, ее протяженный участок могут быть едины, т.к. с помощью преобразователей можно контролировать не только ток каждой подстанции в отдельности, но и общий ток КС в месте присоединения подстанции.

В данной работе рассматриваются целесообразные схемные решения и алгоритмы управления входной вставкой постоянного тока, а также анализируются дополнительные возможности улучшения энергетических характеристик системы питания. Они вытекают из того, что входная вставка обеспечивает полную развязку КС и ПС не только по числу фаз, но также по форме и частоте напряжений и токов.

## 2. ИЗМЕНЕНИЕ ФОРМЫ И ЧАСТОТЫ СИГНАЛОВ В КОНТАКТНОЙ СЕТИ

Общая структура системы питания с входной вставкой постоянного тока приведена на рис. 2. Входная вставка позволяет отказаться от традиционной синусоидальной формы напряжений и токов в КС, заменив ее прямоугольной – меандром. С энергетической точки зрения наилучшие характеристики обеспечивает идеальный меандр, показанный на рис. 3а. Преимущество меандра обусловлено тем, что у него соотношение между амплитудой, определяющей нагрузку на силовые элементы, и действующим значением, определяющим передаваемую мощность, равно единице, в то время как для синусоиды оно равно  $\sqrt{2}$ .

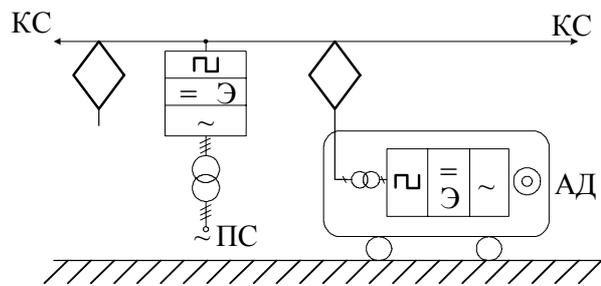


Рис. 2. Общая структура системы питания:  
КС – единая контактная сеть; ~ – синусоида;  $\square$  – меандр.

Из этого вытекает улучшение использования КС и прилегающих к ней преобразовательных звеньев вставки при переходе к меандру. В частности, для КС при равной амплитуде напряжения, определяющей класс изоляции, действующее напряжение при меандре в  $\sqrt{2}$  раз больше, что позволяет либо в  $\sqrt{2}$  раз увеличить передаваемую мощность, либо при равной мощности в  $\sqrt{2}$  раз снизить ток, получая снижение потерь энергии в 2 раза, поскольку они пропорциональны квадрату тока. Установленная мощность полупроводниковых приборов прилегающих звеньев вставок, будучи пропорциональной произведению амплитуд напряжения и тока, при равной передаваемой мощности также сокращается вдвое. При выпрямлении меандра получаем без всякого сглаживания постоянное напряжение, в результате чего отпадает необходимость в энергонакопителях в промежуточных звеньях постоянного тока, чего нельзя сказать о синусоиде.

Можно утверждать, следовательно, что для полупроводниковых преобразователей, которые работают в ключевом режиме, меандр является более естественной формой сигнала в сравнении с синусоидой. Однако идеальный меандр недостижим по двум причинам: Во-первых, последовательные индуктивности и параллельные емкости будут приводить к «завалу» фронтов и к сокращению длительности плоской вершины; во-вторых, идеальный меандр содержит бесконечный спектр гармоник, которые оказывают негативное влияние на проводные линии связи (для этих объектов более естественной является синусоида). По совокупности этих фактов целесообразно использовать сигнал, который является «компромиссным» между синусоидой и меандром, он показан на рис. 3б. При сохранении синусоидальной формы фронтов, вводится достаточно протяженная плоская вершина, приближающая этот сигнал при  $t_{\phi} \rightarrow 0$  к идеальному меандру.

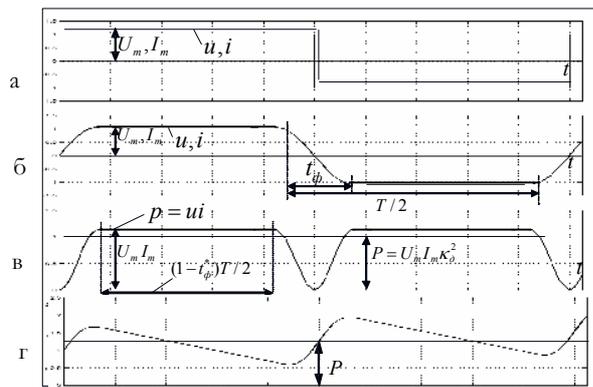


Рис. 3. Переход к меандру в КС:  
 а – идеальный меандр, б – МОС при синусоидальной аппроксимации фронтов; в – мгновенная мощность МОС;  
 г – мощность в звене постоянного тока

Частотный спектр этого сигнала дают следующие равенства:

$$U_{km}^* = \frac{U_{km}}{U_m} = \frac{4}{\pi k} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot k \cdot t_{\phi}^*\right)}{1 - (k t_{\phi}^*)^2};$$

$$t_{\phi}^* = \frac{t_{\phi}}{T/2}, \quad (1)$$

где  $U_{km}^*$  – относительное значение амплитуды  $k$ -ой гармоники;  $t_{\phi}^*$  – относительная длительность фронтов.

График этой функции при допущении о непрерывности величины  $k$  показан на рис. 4; фактические значения  $k$  только целые нечетные. При больших значениях  $k$ , как видно из (1), амплитуды гармоник убывают обратно пропорционально  $k^3$ , т.е. достаточно быстро, что позволяет называть этот сигнал меандром с ограниченным спектром (МОС).

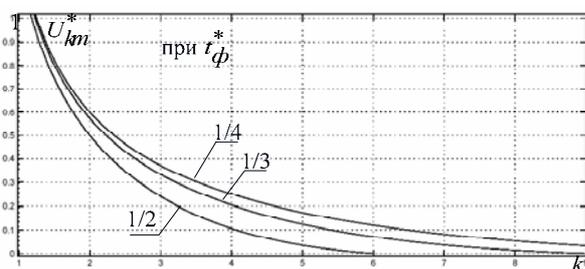


Рис. 4. Гармонический состав МОС

Число  $n$  присутствующих нечетных гармоник приближенно можно считать равным  $1/t_{\phi}^*$ . Например, при  $t_{\phi}^* = 1/3$  в дополнение к первой

гармонике присутствуют только третья и пятая с содержанием, соответственно, 27 % и 10 % по отношению к первой гармонике, остальными можно пренебречь. Отсюда можно сделать вывод о том, что переход к МОС лишь незначительно увеличивает помехи устройствам связи.

Как показал анализ энергетических характеристик, выполненный в [3], в очень крутых фронтах нет необходимости. Например, при той же относительной длительности фронтов  $t_{\phi}^* = 1/3$  ( $n = 3$ ) реализуется примерно 2/3 того энергетического эффекта, который дает переход к идеальному меандру. Тем не менее, необходимы дополнительные средства для снижения влияния последовательной индуктивности, которая складывается не только из индуктивности КС, но и индуктивности рассеяния тягового трансформатора, а также индуктивности выходного фильтра входной вставки. Наиболее эффективное средство, не требующее сколько-нибудь существенного увеличения установленной мощности силовых узлов, состоит в использовании современных способов управления нагрузочной вставкой постоянного тока. Простейший из них аналогичен способу, применяемому для коррекции коэффициента мощности, и состоит в том, что с помощью ШИМ в четырехквadrантном выпрямителе формируется потребляемый из КС ток, совпадающий по форме и фазе с напряжением, т.е. нагрузка играет роль эквивалентного активного сопротивления (рис. 5а). Поскольку индуктивное падение напряжения на любой из гармоник МОС находится в квадратуре по отношению к напряжению нагрузки (рис. 5б), то при умеренной величине этого падения МОС напряжения просто смещается по фазе, не претерпевая существенного изменения ни по амплитуде, ни по форме. Поскольку МОС тока пропорционален МОС напряжения нагрузки (рис. 5а), то практически отсутствует «завал» его фронтов. В качестве максимально допустимого относительного индуктивного сопротивления  $x^*$  на частоте первой гармоники можно принять то его значение  $1/K_B$ , при котором на верхней гармонике МОС, имеющей номер  $K_B$ , индуктивное падение напряжения достигает величины напряжения этой гармоники на нагрузке [3]. Например, при  $t_{\phi}^* = 1/3$  имеем  $n = 3$ ,  $K_B = 5$  и  $x^* = 0.2$ .

Примерно аналогичным образом действует также зонное фазовое управление в существующих электровозах серии ВЛ80 с тиристор-

ными выпрямителями, а форма потребляющего тока близка к меандру [4].

При ШИМ (в четырехквдратном выпрямителе) возможна также более эффективная модификация рассматриваемого способа управления, показанная на рис. 5в, г. Путем прогнозного управления режим эквивалентного активного сопротивления создается не в месте нахождения транспортного средства, а в середине участка между ним и тяговой подстанцией (при одностороннем питании).

Допустимое значение индуктивного сопротивления возрастает при этом вдвое, что при частоте первой гармоники, равной 50 Гц, достаточно. Потребляемый ток при этом несколько опережает напряжение (рис. 5г). Опережающий способ легко модифицируется также для двустороннего режима питания КС. В приложении 1 приведены некоторые соотношения для определения основных характеристик системы электроснабжения с МОС в качестве базового сигнала.

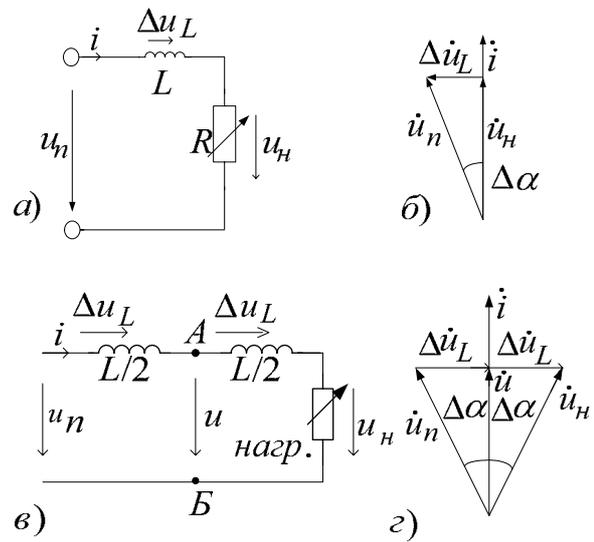


Рис. 5. Способы управления нагрузочной вставкой постоянного тока, снижающие влияние последовательных индуктивностей:  
а, б - пропорциональный способ;  
в, г - опережающий способ

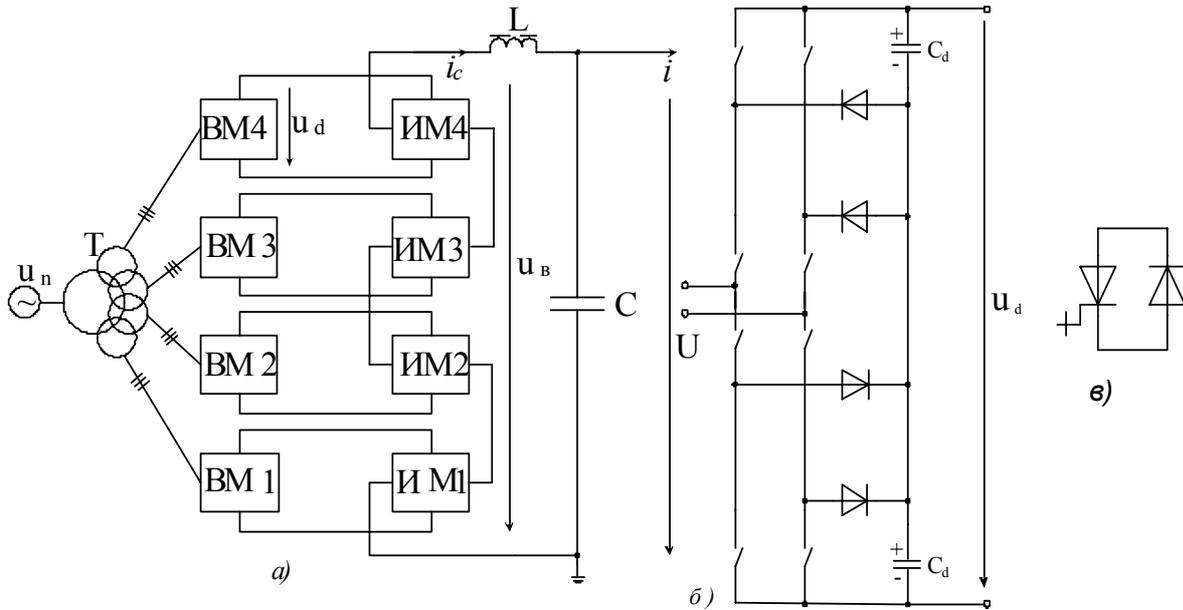


Рис. 6 Структура тяговой подстанции: а) структура вставки постоянного тока; б) схема инверторного модуля в) схематично.

Частота 50 Гц, используемая в существующей структуре рис. 1, далека от оптимальной для тяговых трансформаторов и для энергонакопителей вставок постоянного тока. Для тягового трансформатора это обусловлено тем, что даже при стандартной толщине листа стали сердечника, равной 0.35 мм, рабочая амплитуда индукции в сердечнике определяется не условиями нагрева, а условиями насыщения. Поэтому она может быть сохранена на том же уровне при повышении частоты примерно до 100...150 Гц, и в результате достигнуто при-

мерно пропорциональное сокращение массы трансформатора. Аналогичное условие имеет место и для массы энергонакопительных конденсаторов. Однако при этом могут потребоваться дополнительные средства для снижения влияния индуктивности КС, которое очевидно возрастает с частотой пропорционально. В [3] предложены достаточно простые схемные решения преобразователей для продольной компенсации индуктивного падения напряжения на фронтах МОС.

### 3. СТРУКТУРА ТЯГОВОЙ ПОДСТАЦИИ СО ВСТАВКОЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Она показана на рис 6а. Здесь основной проблемой является низкое быстродействие имеющихся на рынке мощных запираемых полупроводниковых приборов типа GTO и GCT, пригодных для данного применения. IGBT, получившие преимущественное применение в нагрузочных вставках, к сожалению, пока не обладают достаточной мощностью в единице для данного применения, поскольку мощность тяговой подстанции превышает мощность электровоза примерно на порядок. Однако даже тогда, когда требуемая единичная мощность будет достигнута, не следует ожидать высокого быстродействия и от IGBT, в особенности при повышенном рабочем напряжении, что для данного применения важно.

Чтобы преодолеть эту трудность, предлагается входную вставку исполнять в виде нескольких выпрямительно-инверторных модулей с промежуточными звеньями постоянного тока между ними. Со стороны питания они подключаются к ПС через изолированные вторичные обмотки сетевого трансформатора или отдельные трансформаторы пропорционально меньшей мощности. По выходу модули соединяются последовательно и через общий выходной фильтр подключаются к КС. Последовательное соединение по выходу создает ряд преимуществ. В сочетании с использованием трехуровневых схем ИМ (рис. 6б), оно позволяет обойтись без выходного трансформатора. Требуемое число модулей при использовании только одного полупроводникового прибора в плече коммутатора

$$m = \frac{U_m \cdot K_3}{2 \cdot U_{\max}}, \quad \text{при этом } U_d = \frac{U_m}{m}, \quad (2)$$

где  $U_m$  – амплитуда выходного напряжения в КС;  $U_{\max}$  – максимальное рабочее напряжение применяемого управляемого прибора;  $K_3$  – требуемый коэффициент запаса по напряжению.

Например, при  $U_m = 36$  кВ,  $U_{\max} = 6$  кВ и  $K_3 = 2,7$  имеем  $m = 8$  и  $U_d = 4,5$  кВ.

Добавляя еще один модуль, можно обеспечить резервирование. При отказе одного из модулей он шунтируется на выходе симистором, а в резервном модуле шунтирующий симистор выключается, что обеспечивает бесконтактный переход на резервный модуль.

Но основное преимущество последовательного соединения по выходу заключается в возможности применения  $m$ -фазной ШИМ-

технологии, которая иллюстрируется машинограммами рис. 7. при допущении  $m = 3$ . За счет фазового сдвига ИМ на периоде ШИМ (рис. 7а) результирующее выходное напряжение (рис. 7д), которое получается суммированием выходных напряжений модулей (рис. 7б, в, г) имеет частоту пульсаций (тактовую частоту  $f_T$ ) в  $2m$  раз более высокую в сравнении с частотой переключений  $f_n$  полупроводниковых приборов в ИМ [5]. Переход к меандру создает дополнительное преимущество по величине средней частоты переключений  $f_n$  в сравнении с синусоидой.

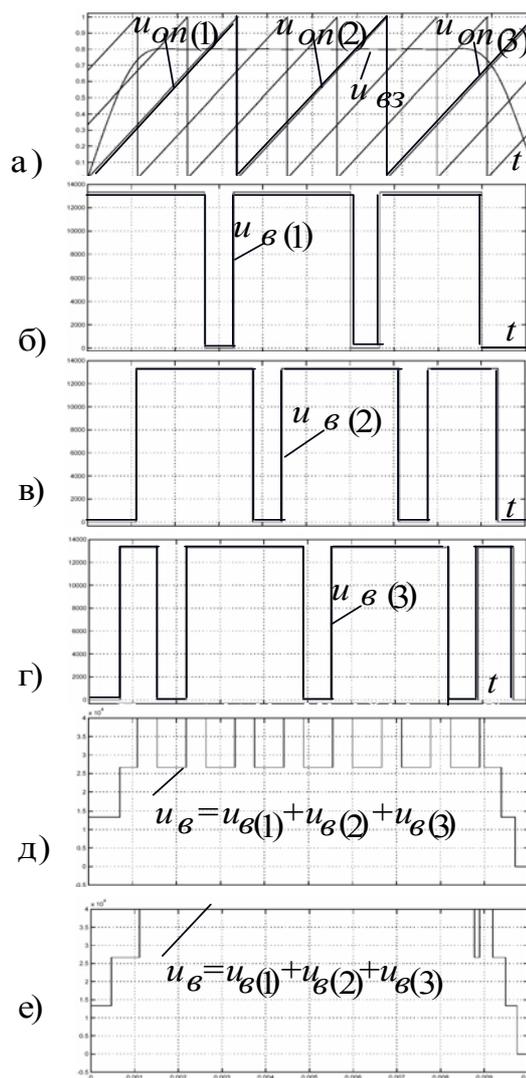


Рис.7. Формирование меандра выходного напряжения ИМ:

а - сигналы компаратора в ШИМ- контроллере; б, в, г – выходные напряжения ШИМ-фаз; д - результирующее выходное напряжение в режиме стабилизации; е - результирующее выходное напряжение в режиме выключения ШИМ на вершине меандра

При синусоидальной форме выходной сигнал непрерывно меняется, что требует его непрерывной обработки по среднему значению на каждом периоде ШИМ. При меандре достаточно обработать с помощью ШИМ только фронты, а на плоской вершине от ШИМ можно отказаться аналогично тому, как это делается, например, в тяговом приводе постоянного тока при выходе на естественную характеристику двигателя [4]. Для этого амплитуда сигнала задания на рис. 7а должна несколько превысить амплитуду опорных «пил», что дает результирующее выходное напряжение, показанное на рис. 7е. В итоге средняя частота переключений в установившемся режиме сокращается еще примерно втрое, составляя около 50...150 Гц в зависимости от частоты основной гармоники в КС, что приемлемо для мощных приборов, предлагаемых, например, фирмами «Mitsubishi» или АВВ. В кратковременных переходных режимах, например, при ограничении токов короткого замыкания в КС, ШИМ на вершине меандра используется.

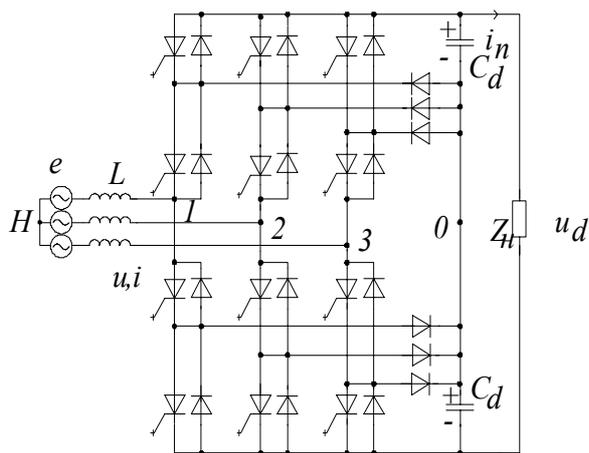


Рис. 8. Схема трехуровневого выпрямителя

ВМ предлагается исполнять по трехуровневой схеме на запираемых приборах (рис. 8), но при чисто фазовом управлении без ШИМ, что позволит при сохранении режима рекуперации энергии через ПС получить низкую частоту переключений 50 Гц. Управление можно организовать таким образом, чтобы в максимальной степени упростить схему со стороны ПС. За счет фазового сдвига порядка десятой доли периода между уровнями трехфазными группами ключей можно получить входное фазное напряжение, близкое по гармоническому составу к тому, которое дает традиционная 12-пульсная схема выпрямления, но без расщепления вторичных обмоток одного модуля на ком-

поненты «звезды» и «треугольника».  $k$ -я гармоника входного напряжения в отношении к первой при отсутствии сдвига:

$$U_k^* = \frac{1}{k} \cos(\pi \cdot k \cdot a), \quad k=1, 5, 7, 11, 13. \quad (3)$$

В частности, при  $a = 0,1$  пятая гармоника полностью исчезает из входного напряжения, а седьмая сокращается примерно вдвое в сравнении с входным напряжением двухуровневой схемы. Сокращение величины первой гармоники составит всего около 5 %. При средней мощности тяговой подстанции порядка 40 МВт и применении отдельных трансформаторов в модулях их конструкция становится предельно простой (две обмотки), а единичная мощность имеет порядок 5 МВт, что позволяет применить сухие (безмасляные) трансформаторы, предлагаемые, например, фирмой АВВ или Запорожским трансформаторным заводом.

Воспользовавшись тем, что относительное индуктивное сопротивление рассеяния сетевого трансформатора  $x_s^*$  пропорционально квадрату ширины окна сердечника, его можно повысить до значения порядка 0,15...0,2 против обычно используемого значения 0,1. Это обеспечивает удовлетворительную форму тока в обмотках трансформатора при полном отсутствии специального входного фильтра. Ток в ПС может быть дополнительно улучшен за счет полного исключения пятой и седьмой гармоник, если половину вторичных обмоток (в разных модулях) соединить по схеме «звезды», а другую половину – по схеме «треугольника». Предлагаемое повышение индуктивности рассеяния позволяет обойтись также меньшей емкостью фильтра  $C = C_d/2$  в промежуточном звене постоянного тока. Дело в том, что идеальная симметрия фазных токов ПС достигается только при полном отсутствии пульсаций напряжения  $u_d$  в промежуточном звене постоянного тока, т.е. при бесконечной емкости  $C$ . При ненулевом коэффициенте пульсаций напряжения  $K_{nu}$  появляется вторая гармоника в напряжении  $u_d$ , пропорциональное ей напряжение обратной последовательности основной гармоники на входе и, с коэффициентом пропорциональности  $1/x_s^*$ , входной ток обратной последовательности  $I^{(2)}$  [6]. Эта цепь рассуждений приводит к следующей связи между коэффициентом пульсаций  $K_{nu}$  и коэффициентом несимметрии  $\epsilon_i$  по входному току (приложение 2):

$$K_{mi} = \pi x_s^* \varepsilon_i; \quad \varepsilon_i = \frac{I^{(2)}}{I^{(1)}}, \quad (4)$$

где  $I^{(1)}$  – входной ток прямой последовательности. Достаточно принять  $\varepsilon_i = 0,1$ , что соответствует добавочным потерям  $\varepsilon_i^2 = 0,01$  в ПС и питающем трансформаторе от тока обратной последовательности  $I^{(2)}$  в сравнении с током прямой последовательности  $I^{(1)}$ . Тогда из (4) при коэффициенте пульсаций напряжения на фильтровых конденсаторах в цепях постоянного тока, равном 0,05, найдем требуемое значение  $x_s^* = 0,16$ .

Фазовое управление ВМ целесообразно организовать таким образом, чтобы обеспечить заданную реактивную составляющую сетевого тока, например, нулевую. В работе [7] приведены соотношения для синтеза такого регулятора реактивного тока.

Дополнительные возможности для регулирования выходного напряжения в установившемся режиме создаются также при изменении фазового сдвига между уровнями группами ключей в ВМ.

Фазовое управление ВМ целесообразно организовать таким образом, чтобы обеспечить заданное значение реактивного тока в ПС, что позволяет получать единичный или даже опережающий коэффициент сдвига. В [7] приведены алгоритмы и соотношения для синтеза такого регулятора реактивного тока.

## ВЫВОДЫ

1. Применение вставки постоянного тока на тяговой подстанции позволяет обеспечить симметрирование фазных токов питающей сети, контроль уравнивательных токов в контактной сети через питающую сеть, ограничение аварийных токов и полное исключение либо сокращение количества нейтральных вставок.

2. Переход от синусоидальной формы напряжения в контактной сети к меандру с ограниченным спектром позволяет примерно на 30% поднять действующее напряжение в контактной сети и передаваемую по ней мощность, а также сократить примерно в 1,7 раза установленную мощность полупроводниковых приборов и силовых фильтров в прилегающих к контактной сети звеньях преобразователей.

3. Требуемая для перехода к меандру компенсация влияния индуктивности контактной сети сводится к изменению алгоритма управления четырехквadrантными выпрямителями на транспортных средствах.

4. При использовании дополнительных средств продольной компенсации влияния индуктивности контактной сети возможно повышение частоты напряжения в ней до 100...150 Гц, что позволяет реализовать почти пропорциональное снижение массы тяговых трансформаторов и силовых фильтров на транспортных средствах.

5. Целесообразна структура вставки постоянного тока с последовательным соединением по выходу нескольких выпрямительно-инверторных модулей, что позволяет обойтись без выходного трансформатора, обеспечить резервирование и получить малую массу выходного фильтра при низком быстродействии силовых полупроводниковых ключей.

6. Применение трехуровневых выпрямительных модулей с предлагаемым алгоритмом фазового управления позволяет получить высокие энергетические показатели со стороны питающей сети при низкой частоте переключений запираемых полупроводниковых приборов, равной 50 Гц. Недостатки, вытекающие из дробления силового трансформатора на секции с меньшей единичной мощностью, компенсируются возможностью применения сухих трансформаторов взамен масляных.

## ПРИЛОЖЕНИЕ 1

### Определение основных параметров системы электроснабжения при использовании МОС в качестве базового сигнала

Как и при синусоидальной форме напряжений и токов, их удобно характеризовать действующими значениями, которые, согласно рис. 3б, связаны с амплитудными коэффициентами:

$$K_d = \frac{U}{U_m} = \frac{I}{I_m} = \sqrt{1 - \frac{t_{\phi}^*}{2}}, \quad (п.1)$$

который в частном случае  $t_{\phi}^* = 1$  совпадает с коэффициентом  $1/\sqrt{2}$  для «чистой» синусоиды.

При выполнении условий для допустимых значений индуктивности КС согласно разд. 2 основного текста можно проигнорировать реактивными сопротивлениями в однофазной части системы. Тогда расчеты в этой части сводятся к учету коэффициентов трансформации и, при необходимости, активных падений напряжения  $\Delta U = R \cdot I$  в КС и обмотках магнитных элементов. Переход к промежуточным звеньям постоянного тока производится без учета влияния фазового сдвига на стороне переменного

тока из уравнения для активной мощности и уравнения, связывающего входное и выходное напряжение в звене преобразователя, прилегающем к КС:

$$P = U \cdot I = u_{d0} \cdot i_{d0}; \quad U_m = \tau \cdot K_{cx} \cdot u_{d0}, \quad (\text{п.2})$$

где  $u_{d0}$  и  $i_{d0}$  – постоянные составляющие напряжения и тока в промежуточном звене;  $-1 < \tau < 1$  – глубина регулирования напряжения, которая при определении основных параметров может быть принята равной 1;  $K_{cx}$  – коэффициент, зависящий от схемы преобразователя, например, для ШИМ-преобразователя с мостовой схемой  $K_{cx} = 1$ .

Наконец, для определения емкости конденсатора энергонакопителя можно воспользоваться тем фактом, что для идеального коммутатора первое уравнение (п.2) справедливо также для мгновенных напряжений и токов, произведение которых дает мгновенную мощность. Для меандра график мгновенной мощности показан на рис. 3в. Если пренебречь пульсациями напряжения  $u_d$ , то с масштабным коэффициентом  $1/u_{d0}$  такую же форму имеет и низкочастотная составляющая тока  $i_d$  при среднем значении  $i_{d0}$  и пульсациях  $i_d - i_{d0}$ , которые проходят в конденсатор и вызывают пульсации напряжения  $u_d$  согласно рис. 3г. Требуемую емкость  $C_d$  можно приближенно найти как отношение приращения заряда  $\Delta q$  от тока пульсаций на вершине меандра  $t_b$  к величине перепада напряжения  $\Delta u$ :

$$C_d = \frac{\Delta q}{\Delta u} = \frac{i_{d0} \cdot \left( \frac{1}{K_d^2} - 1 \right) \cdot t_b}{2 \cdot K_{nu} \cdot u_{d0}}, \quad (\text{п.3})$$

где  $K_{nu} = \frac{\Delta u}{2 \cdot u_{d0}}$  – допустимый коэффициент пульсаций напряжения.

Все указанные расчеты можно выполнить, например, полагая заданной амплитуду напряжения  $U_m$  в КС.

## ПРИЛОЖЕНИЕ 2

### Обоснование связи (4) между коэффициентом пульсаций $K_{nu}$ выходного напряжения ВМ и коэффициентом несимметрии $\varepsilon_i$ входного тока

Согласно [6], имеем связь между действующими напряжениями второй гармоники на выходе  $U_{d2}$  и обратной последовательности первой гармоники на входе  $U^{(2)}$ :

$$U^{(2)} = \frac{U_{d2}}{\pi} = \frac{\Delta u}{\sqrt{2}\pi^2} = \frac{\sqrt{2}K_{nu}}{\pi^2} u_{d0} = \frac{K_{nu}}{\pi} U^{(1)}, \quad (\text{п.4})$$

где  $U^{(1)} = \frac{\sqrt{2}u_{d0}}{\pi}$  – напряжение прямой последовательности на входе трехфазного моста. При переходе к третьему равенству (п.4) принято, что пульсация  $u_d$  имеет треугольную форму с идеально крутым фронтом нарастания. Коэффициент несимметрии входного тока:

$$\varepsilon_i = \frac{I^{(2)}}{I^{(1)}} = \frac{U^{(2)}}{x_s \cdot I^{(1)}} = \frac{U^{(2)}}{x_s^* \cdot U^{(1)}}, \quad (\text{п.5})$$

где  $x_s = \frac{x_s^* \cdot U^{(1)}}{I^{(1)}}$  – индуктивное сопротивление в абсолютных единицах (Омах).

Подставляя  $U^{(2)}$  из (п.5) в (п.4), получаем первое равенство (4).

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Трансформаторы с повышенным симметрирующим эффектом [Текст] / А. Ф. Титов и др. // Вестник ВНИИЖТ. – М., 1992.
2. Доманська, Г. А. Энергозберігаючі технології тягового електропостачання залізниць з урахуванням режимів роботи живлячих їх енергосистем [Текст] / Г. А. Доманська. – Автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Х.: НТУ «ХП», 2008.
3. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу [Текст] / Ю. П. Гончаров та ін.; за ред. Ю. П. Гончарова – Х.: НТУ «ХП», 2007. – 190 с.
4. Передача электрической энергии однофазным переменным током в форме меандра с ограниченным спектром [Текст] / Е. И. Сокол и др. // Технічна електродинаміка. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність». – Ч. 1. – К., 2008. – С. 3-11.
5. Сравнительный анализ трех структур высоковольтных преобразователей частоты для асинхронного электропривода [Текст] / И. А. Баховцев и др. // Технічна електродинаміка. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність». – Ч. 1. – К., 2007. – С. 98-100.
6. Гончаров, Ю. П. Зависимости между входными и выходными гармониками в автономных инверторах [Текст] / Ю. П. Гончаров // Электричество. – 1971. – № 2. – С. 53-57.
7. Трехфазный трехуровневый выпрямитель с фазовым управлением для вставок постоянного тока [Текст] / Ю. П. Гончаров и др. // Технічна електродинаміка. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність». – Ч. 4. – К., 2008. – С. 79-84.

Поступила в редколлегия 16.12.2008.