

Ю. П. ГОНЧАРОВ, Н. В. ПАНАСЕНКО (ДНДЦ УЗ), В. Н. КОЗАЧОК (Южная железная дорога), В. В. ЗАМАРУЕВ, В. В. ИВАХНО, С. Ю. КРИВОШЕЕВ (НТУ «ХПИ»), А.И. СЕМЕНЕНКО (УкрГАЖТ)

## СИСТЕМА ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ КОНТАКТНОЙ СЕТИ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПРОДОЛЬНОЙ ЛИНИЕЙ ПОВЫШЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Розглядається система живлення контактної мережі, що використовує поздовжню лінію з безтрансформаторними пунктами зв'язку. Пропонується спосіб керування, що дозволяє полегшити силові фільтри, й спосіб комутації послідовно з'єднаних напівпровідникових ключів з фіксацією напруги на них.

Рассматривается система питания контактной сети, использующая продольную линию с бестрансформаторными пунктами связи. Предлагается решение, позволяющее облегчить силовые фильтры, и способ коммутации последовательно соединенных полупроводниковых ключей с фиксацией напряжения на них.

The power supply system of a contact network using a longitudinal line with points of communication without transformer is considered. The approach allowing to facilitate power filters and the way of switching of in-series connected semiconductor switches with fixing a voltage on them are offered

### 1. СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Задача состоит в подпитке основной контактной сети 3 кВ от продольной линии 6...18 кВ (а в перспективе 36 кВ и выше). В качестве продольной линии может использоваться усиливающий провод. Известна техническая реализация такой системы при напряжении в продольной линии 6.6 кВ, использующая в пунктах подпитки понижающие широтно-импульсные преобразователи (ШИП), выполненные на IGBT-тиристорах по трехфазной шестиканальной бестрансформаторной схеме [1]. Как отмечают авторы, эта структура позволяет за счет повышения рабочего напряжения существенно поднять конкурентоспособность системы электроснабжения постоянным током, приблизив ее к системе электроснабжения переменным током по энергетическим показателям при наличии превосходства по факторам электромагнитной совместимости с питающей промышленной сетью и окружающей средой.

В данной работе предлагается усовершенствовать указанную структуру в двух направлениях:

1) использовать непрерывно-поочередный принцип коммутации в фазах ШИП, что в сочетании с применением многофазного уравнивающего реактора с управляемыми магнитными потоками стержней вместо фазных сглаживающих дросселей позволит радикально сократить массу силовых фильтров;

2) применить в последовательной цепи полупроводниковых приборов принцип распределенной коммутации, что позволит с имеющимися на рынке в настоящее время полупроводниковыми приборами поднять напряжение в продольной линии до уровня порядка 18 кВ.

### 2. НЕПРЕРЫВНО-ПООЧЕРЕДНЫЙ ПРИНЦИП КОММУТАЦИИ В ФАЗАХ ШИП

Известно [2], что в многофазных ШИП при определенных значениях коэффициента заполнения импульсов можно полностью устранить пульсации как выходного напряжения, так и входного тока без применения силовых фильтров, если использовать на выходе многофазный уравнивающий реактор, выделяющий среднее арифметическое из выходных напряжений фаз:

$$u_{\text{в}} = \frac{1}{m} \sum_{q=1}^m u_{\text{в}(q)} \quad (1)$$

где  $m$  – число фаз,  $u_{\text{в}(q)}$  – выходное напряжение  $q$ -й фазы. Например, в трехфазном ШИП это достигается при значениях коэффициента заполнения  $\tau = 1/3$  и  $\tau = 2/3$  (рис. 1). Действительно, сумма выходных напряжений фаз при постоянном входном напряжении в обоих случаях от времени не зависит, что означает отсутствие пульсаций и в результирующем выходном напряжении согласно (1). С другой стороны, операция суммирования присутствует и в результирующем входном токе многофазного ШИП

$$i_n = \sum_{q=1}^m i_{d(q)}, \quad (2)$$

где  $i_{d(q)}$  – входные токи фаз, которые формируются в виде импульсов из постоянного выходного тока аналогично рис. 1 с добавками, обусловленными переменными намагничивающими токами фаз реактора. В идеальном уравнительном реакторе намагничивающие токи отсутствуют, что означает отсутствие пульсаций и во входном токе.

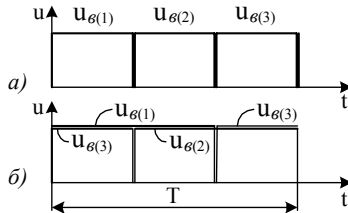


Рис. 1. Два варианта получения неп пульсирующего напряжения в трехфазном преобразователе:  
а – при  $\tau = 1/3$ ; б – при  $\tau = 2/3$

В общем случае, для  $m$ -фазного преобразователя условие отсутствия пульсаций соответствует равенству

$$\tau = \frac{n}{m} = \frac{u_k}{u_n}, \quad (3)$$

где  $n$  – произвольное целое число от 1 до  $(m - 1)$ ;  $u_k$  – выходное напряжение, равное напряжению в контактной сети;  $u_n$  – входное напряжение, равное напряжению в продольной линии.

При любом  $n$  принцип коммутации непрерывно-поочередный: выключение управляемых ключей в одной фазе должно сопровождаться включением в следующей. Эта «эстафета» должна сохраняться и в переходных процессах, когда входное напряжение и выходной ток меняются во времени, а интервалы проводимости ключей не обязательно равны друг другу. Предполагается, что величина  $n$  для конкретной системы постоянна и тогда, в согласии с (3), жестко фиксировано соотношение между напряжениями в контактной сети и продольной линии. Вытекающие отсюда особенности токораспределения рассматриваются в разд. 7.

### 3. КОММУТАЦИОННЫЕ ФИЛЬТРЫ И УРАВНИТЕЛЬНЫЙ РЕАКТОР

Малореально рассчитывать на то, что при фактической немгновенной коммутации можно сделать сумму выходных напряжений двух коммутирующих фаз внутри коммутационного интервала не зависящей от времени. Поэтому полностью исключить фильтры не удастся. Но, поскольку они должны действовать только на

коротком коммутационном интервале, их размеры будут малы, и они могут быть названы коммутационными.

Так как продольная линия обладает индуктивностью, то при утрате непрерывности входного тока на ней будут возникать коммутационные всплески напряжения. Для их устранения входной фильтр должен обладать свойствами источника непрерывного напряжения, для чего достаточным является небольшой конденсатор  $C_n$  с демпфирующей  $RC$ -цепью. Последняя устраняет ограничения по минимальной величине емкости конденсатора  $C_n$ , которое обусловлено существованием колебательного контура, образованного ею и индуктивностью продольной линии  $L_n$ . Чтобы контур не резонировал на частотах гармоник ШИМ в преобразователе, потребовалось бы выполнить условие

$$f_n = 1/(2\pi\sqrt{C_n L_n}) \leq m f_{ш}, \quad (4)$$

где  $f_n$  – резонансная частота колебательного контура,  $f_{ш}$  – частота ШИМ в фазе преобразователя.

При низкой частоте переключений потери в демпфирующем резисторе невелики. Кроме того, их можно устранить вовсе при переходе к демпфированному фильтру, содержащему эквивалентные резисторы [3, 4]. Для этого схема пассивного фильтра дополняется маломощным активным фильтром, управление которым и создает эффект демпфирования.

Предлагаемая схема преобразователя приведена на рис. 2. Исходя из принципа действия ШИП, его выходная цепь должна обладать свойствами непрерывного источника тока, что в принципе может обеспечить индуктивность контактной сети. Однако по условию ограничения помех на линии связи требуется сглаживать не ток, а напряжение на выводах контактной сети [5]. Поэтому для одновременного удовлетворения требований как преобразователя, так и контактной сети, целесообразно использование  $LC$ -фильтра на выходе. Он должен быть демпфирован аналогично входному фильтру. Индуктивность фильтра обеспечивает уравнительный реактор без каких-либо дополнений к его конструкции в связи с существованием суммарного магнитного потока стержней, замыкающегося в воздухе и пропорционального суммарному току  $i$ .

Пренебрегая сопротивлением участков магнитной цепи в ферромагнетике, запишем уравнение закона полного тока для контура, проходящего через  $r$ -й стержень и далее по пути

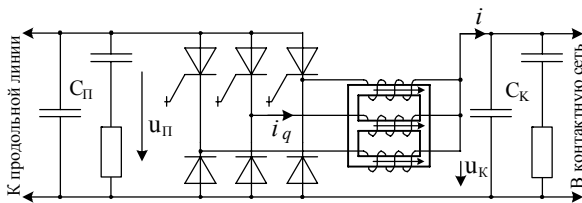


Рис. 2. Трехфазный преобразователь с коммутационными фильтрами  $C_{\text{п}}$ ,  $C_{\text{к}}$  и уравнильным реактором

силовой линии суммарного потока

$$\Phi_{(q)}R_c + \Phi_0R_0 = i_{(q)}w, R_c = \frac{\delta_c}{\mu_0 F_c}, R_0 = \frac{\delta_0}{\mu_0 F}, \quad (5)$$

где  $\Phi_{(q)}$  и  $\Phi_0 = \sum_{q=1}^m \Phi_{(q)}$  – магнитный поток для

$q$ -го стержня и суммарный поток;  $R_c$  и  $R_0$  – магнитные сопротивления стержня и пути между двумя ярмами в воздухе, по которому проходит суммарный поток;  $w$  – числа витков в обмотках;  $F_c$  и  $F$  – поперечные сечения стержня и суммарного потока при его выходе из ярма (оно равно поверхности открытой части ярма);  $\delta_0$  – средняя длина силовой линии суммарного потока;  $\delta_c$  – небольшой немагнитный зазор в стержне, о назначении которого будет сказано в следующем разделе;  $\mu_0$  – проницаемость среды в зазорах.

Складывая правые и левые части уравнений закона полного тока для  $m$  фаз, получаем суммарный поток и эквивалентную индуктивность в цепи суммарного тока  $i$ :

$$\Phi_0 = \frac{iw}{R_c + mR_0}, \quad L_k = \frac{w\Phi_0}{i} = \frac{w^2}{R_c + mR_0}. \quad (6)$$

Ввиду малости переменной составляющей тока  $i$  суммарный поток  $\Phi_0$  содержит, в основном, постоянную составляющую. Если пренебречь постоянной составляющей  $\Phi_0/m$  в стержне, то, очевидно, допустимый размах переменной составляющей индукции в стержне будет ограничен удвоенной индукцией насыщения  $\Delta B = 2B_s$ , в то время как при использовании вместо уравнильного реактора индивидуальных фильтровых дросселей в фазах он ограничен допустимым коэффициентом пульсаций тока  $\kappa_{ni}$

$$\Delta B = 2 \kappa_{ni} B_s. \quad (7)$$

При реально используемых значениях  $\kappa_{ni} = 0.1 \dots 0.2$  допустимая переменная составляющая индукции в стержнях уравнильного реактора в 5...10 раз больше, и, следовательно, его размеры примерно в такое же число раз

меньше. Очень важным является то, что при частоте порядка 100 Гц перепад индукции, равный  $2B_s$ , можно допустить по условиям нагрева при стандартной толщине листа электротехнической стали 0.35...0.5 мм. Поэтому структура рис. 2 при алгоритме управления согласно разд. 2, в отличие от исходной структуры [1], не нуждается в высокой частоте переключений, что позволяет сократить коммутационные потери. Достаточной является частота 100 Гц и ниже. Коммутационные фильтры, в отличие от традиционных сглаживающих, при этом не только не увеличиваются в размерах, но, наоборот, снижаются в размерах из-за повышения скважности протекающих через них токовых импульсов.

#### 4. УПРАВЛЕНИЕ МАГНИТНЫМИ ПОТОКАМИ СТЕРЖНЕЙ РЕАКТОРА

Известно, что проблемой многофазного ШИП с уравнильным реактором является возможность насыщения стержней под воздействием разности выходных токов фаз, что ведет к радикальному нарушению токораспределения в фазах и возрастанию пульсаций выходного напряжения и входного тока. Для предотвращения насыщения обычно рекомендуют индивидуально изменять коэффициенты заполнения импульсов в фазах с целью выравнивания средних значений токов. Однако средние токи не связаны непосредственно с магнитными потоками и поэтому в переходных процессах возможно насыщение стержней. Кроме того, индивидуальная регулировка коэффициентов заполнения нарушает принятую «эстафетную» концепцию коммутационного процесса. Поэтому предлагается использовать управление не по средним токам, а по магнитным потокам стержней с контролем верхней позиции  $\Phi_m$  магнитного потока каждого стержня (рис. 3). При достижении этой позиции происходит очередное переключение в коммутаторе.

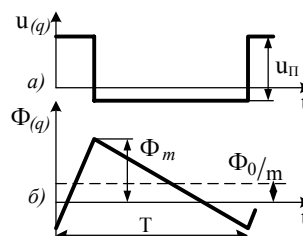


Рис. 3. Напряжение на обмотке уравнильного реактора (а) и магнитный поток стержня (б)

Для косвенного контроля мгновенных потоков в стержнях можно ввести в каждый стерж-

жень небольшой немагнитный зазор  $\delta_c$  с целью реализовать пропорциональную связь между потоками стержней и намагничивающими силами. Потоки стержней могут быть рассчитаны управляющим процессором по уравнениям ((5) - (6)) в функции токов фаз  $i_{(q)}$ , которые измеряются датчиками тока.

## 5. ТОКОРАСПРЕДЕЛЕНИЕ В РАБОЧИХ И АВАРИЙНЫХ РЕЖИМАХ

Его особенности связаны с необходимостью поддерживать постоянное соотношение между напряжениями в контактной сети и продольной линии согласно (3). Такое же соотношение должно поддерживаться и на тяговой подстанции. Это можно выполнить с помощью однопольных выпрямительных блоков, как это предлагается в [1]. Однако возможны и иные решения. Одно из них может быть названо симметричным. При этом на подстанции имеется один выпрямительный блок с напряжением контактной сети 3.3 кВ, от которого она непосредственно и питается. Требуемое напряжение в продольной линии обеспечивается повышающим ШИП, который запитывается от того же выпрямителя и имеет ту же структуру, что и понижающий ШИП рис. 2 и тот же алгоритм управления согласно разд. 2. Отличие состоит только в том, что вход и выход у него меняются местами. При анализе токораспределения в такой системе оба ШИП могут рассматриваться как эквивалентные трансформаторы с коэффициентами передачи (трансформации)  $m/n$ . Приводя сопротивление  $R_n$  продольной линии к уровню напряжения контактной сети, получаем эквивалентную схему рис. 4. Ввиду того, что приведенное сопротивление продольной линии много меньше сопротивления контактной сети, токовая нагрузка практически по линейному закону переходит при движении транспортного средства от тягового выпрямителя к пункту подпитки.

При поддержании постоянного коэффициента заполнения  $\tau$  согласно (3) ШИП не обладает свойством ограничения тока в аварийных режимах. Поэтому аварийное токоограничение целесообразно осуществлять либо традиционным ШИМ-управлением, либо с помощью дополнительного узла КТО, подключаемого в общий выходной проводник многофазного ШИП согласно рис. 5.

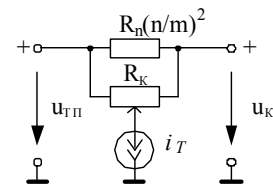


Рис. 4. Эквивалентная схема для расчета токораспределения в рабочем режиме:  $u_{ТП}$  и  $u_к$  – напряжения выпрямителя тяговой подстанции и контактной сети в месте подпитки;  $i_T$  – источник тока, учитывающий движущееся транспортное средство;  $R_k$  – распределенное сопротивление контактной сети

В нормальных режимах резистор  $R_T$  шунтирован ключом  $VS$  и КТО не действует. При токовой перегрузке, возникающей, например, при коротком замыкании в контактной сети, ключ  $VS$  начинает переключаться по принципу двухпозиционного токового реле, создавая эффект переменного резистора в цепи тока  $i_k$ , изменяющегося таким образом, что ток  $i_k$  поддерживается равным заданному значению. Более подробная информация о работе этого узла содержится, например, в работе [6]. Если короткое замыкание не устраняется, то система управления выключает тиристоры ШИП, защищая, тем самым, маломощный резистор  $R_T$  от выгорания. Если установлен ключ  $VS$ , блокирующий обратное напряжение, то КТО предотвращает также подачу обратного напряжения на ШИП при коротком замыкании в продольной линии. Подобную функцию токоограничения при этом может выполнять предлагаемый в работе [6] вольтодобавочный преобразователь.

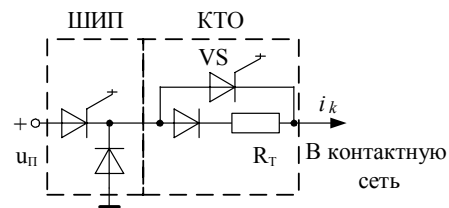


Рис. 5. Схема подключения узла кратковременного токоограничения КТО

Резервирование ключей ШИП при их возможном пробое можно выполнить путем их последовательного соединения, о чем будет идти речь в следующем разделе.

## 6. РАСПРЕДЕЛЕННАЯ КОММУТАЦИЯ ПРИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОМ СОЕДИНЕНИИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ ШИП

Ее использование позволяет сравнительно простыми техническими средствами повысить

напряжение в продольной линии до 16.5...19.8 кВ, что соответствует значениям коэффициента заполнения  $\tau = u_k/u_n = 1/5...1/6$ . При еще меньших значениях  $\tau$  передача энергии в ШИП происходит слишком узким импульсом, что повышает потери и делает более эффективным использование трансформаторных схем [7] или безтрансформаторной структуры с ШИП, но при двухступенчатом преобразовании. Последняя вполне конкурентоспособна, поскольку в трансформаторной также происходит двойное преобразование энергии. Например, при последовательном включении двух понижающих ШИП при  $m = 3$  и  $n = 1$ , что позволяет использовать уравнивательный реактор с общим трехфазным сердечником, получаем  $u_k \cong 30$  кВ при оптимальном коэффициенте заполнения  $\tau = 1/3$ .

Принцип распределенной коммутации поясняет диаграмма рис. 6. При традиционной сосредоточенной коммутации последовательный управляемый ключ, замыкаясь, скачком подает на выход входное напряжение  $u_n$ . Такую коммутацию исполнить проще всего, но при этом появляются недостатки, связанные со скачкообразным изменением напряжения. В частности, заряд восстановления диода  $Q$  выносится при полном напряжении питания  $u_n$ , с чем связано возникновение сквозного тока и потерь энергии

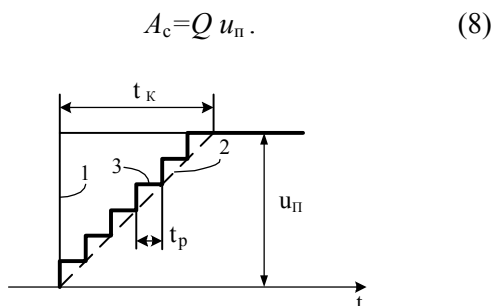


Рис. 6. Упрощенная форма переднего фронта выходного напряжения коммутатора ШИМ (напряжения на диоде) при различных видах коммутации:  
1 – сосредоточенной; 2 – распределенной непрерывной;  
3 – распределенной импульсной.

Используя управляемые приборы с непрерывным (плавным) изменением сопротивления при включении, например, IGBT, можно частично преодолеть недостатки сосредоточенной коммутации, в частности, снизить сквозной ток и связанные с ним потери. Однако сам управляемый прибор при этом находится на интервале коммутации  $t_k$  в активном режиме с одновременно отличным от нуля напряжением и

током и, как следствие, с выделением в нем большой энергии потерь.

При последовательном соединении  $r$  управляемых ключей можно получить эффект распределенной коммутации без выхода ключей в активный режим, если имеется их поочередное включение с подачей на выход фиксированных нарастающих ступеней напряжения. Восстановление диода происходит при этом на самой нижней ступени со снижением потерь в  $r$  раз, т.е. проблема сквозного тока смягчается, а при  $r \rightarrow \infty$  устраняется совсем. Еще более важным является то, что наличие  $n$  ступеней напряжения позволяет фиксировать напряжения на включающихся и выключающихся приборах на уровне  $u_n/r$ , что устраняет влияние естественного разброса моментов включения и выключения приборов в последовательной цепи.

Для формирования ступенчатого напряжения необходимо иметь фиксирующую цепь (снаббер), аналогичный тому, который используется в многоуровневых инверторах, из конденсаторов и фиксирующих диодов [8]. Однако в данном применении необходим фиксирующий снаббер с внешним управлением потенциалами промежуточных точек, для чего необходимы маломощные преобразователи, работающие в режиме источников тока (рис. 7).

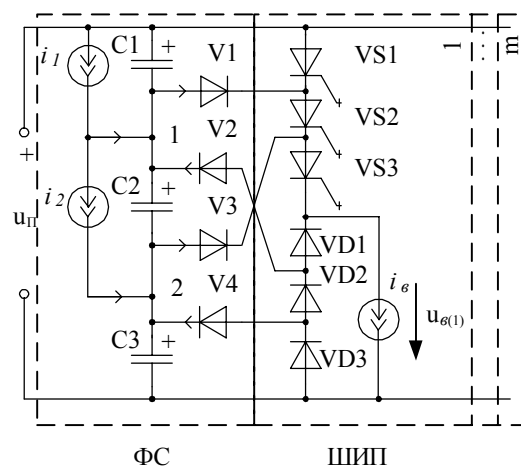


Рис. 7. Принципиальная схема фиксирующего снаббера ФС для реализации распределенной коммутации при  $r = 3$  и произвольном  $m$

Пусть число последовательно соединенных приборов в каждой из  $m$  фаз преобразователя равно  $r$ . Тогда фиксирующий снаббер содержит  $r$  конденсаторов с напряжением  $u_n/r$ ,  $(r-1)$  управляемых источников тока и  $2m(r-1)$  фиксирующих диодов. На рис. 7 показано присоединение фиксирующих диодов только для одной из фаз; для остальных диоды присоединяются к общей конденсаторной цепочке аналогично.

Процесс включения силовых приборов каждой фазы упорядочивается так, чтобы внутренний тиристор  $V3$  включался первым, а величина разбежки  $t_p$  выбирается таким образом, чтобы коммутационный процесс на текущей ступени успевал закончиться до начала следующей ступени. Тогда при включении  $V1$  на выход поступает напряжение  $u_n/r$  с конденсатора  $C3$  через фиксирующий диод  $V3$ . При включении следующего тиристора  $V3$  открывается фиксирующий диод  $V1$ , подавая на выход сумму напряжений на конденсаторах  $C3$ ,  $C2$  и т.д. Выключение тиристорov производится в обратном порядке. Открывающийся при этом очередной фиксирующий диод жестко фиксирует напряжение на последовательной цепи уже выключившихся тиристорov. Возможность статического перераспределения напряжений на этой цепи вследствие разницы сопротивлений утечки выключенных приборов устраняется, если путем подключения внешних параллельных резисторов сделать результирующее сопротивление утечки упорядоченно убывающим сверху вниз. Тогда токами утечки отпираются фиксирующие диоды, не допуская перераспределения напряжений.

В цепи силовых диодов  $VD1$ ,  $VD2$ ,  $VD3$ ... аналогичное упорядочение процесса переключения можно обеспечить путем установки диодов с последовательно нарастающим зарядом восстановления при движении снизу вверх. Для этого завод-изготовитель приборов или завод-изготовитель преобразовательного устройства должны классифицировать диоды на группы по заряду восстановления. В последовательной цепи должны устанавливаться диоды с нарастающим номером группы. Если применять в качестве нижних диодов  $VD3$  ультрабыстрые диоды и создать резерв времени для рекомбинации носителей заряда в остальных путем увеличения длительности первой ступени на рис. 6, то можно практически исключить сквозные токи в силовых диодах и связанные с ними потери. Средние токи управляемых источников  $i_1$ ,  $i_2$ ... должны, очевидно, скомпенсировать разницу притекающих и вытекающих токов в каждой из промежуточных точек 1, 2, ... Практически целесообразно дополнить снаббер рис. 7 дросселями насыщения последовательно с каждым тиристором для задержки нарастания тока при их включении. При этом снаббер рис. 7 полностью замещает функции традиционных снабберов, и они становятся не нужными.

Пробой любого элемента последовательной цепи как в ШИП, так и в снаббере, можно скомпенсировать при наличии запаса по рабочим напряжениям путем распределения напряжения  $u_n$  между неповрежденными элементами, что позволяет сохранить работоспособность

преобразователя до замены поврежденного элемента.

Недостатком фиксирующего снаббера рис. 7 является большое количество фиксирующих диодов и повышенные требования к ним. Смягчающим обстоятельством является то, что средние токи в этих диодах ввиду кратковременности протекающих токовых импульсов (порядка 10...20 мкс) имеют порядок 0.1 % от входного тока преобразователя. Однако они должны быть ультрабыстрыми для ограничения сквозных токов при выключении. Кроме того, обратное напряжение на фиксирующих диодах нечетных номеров нарастает по мере движения сверху вниз, а четных – в обратном направлении, приближаясь, в пределе, к  $u_n$ . Следовательно, необходимы либо высоковольтные диоды, либо их последовательное соединение. Опять-таки, смягчающим обстоятельством является то, что допустимо достаточно высокое прямое падение напряжения порядка 10...20 В и выше ввиду малости среднего тока, что облегчает подбор высоковольтных диодов.

## 7. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Моделирование в пакете Matlab проводилось с целью проверки функциональной работоспособности предлагаемой системы непрерывно-поочередного управления преобразователем пункта подпитки с контролем мгновенных магнитных потоков в стержнях уравнивающего реактора. Основные исходные данные:  $u_k = 3300$  В,  $u_n = 9900$  В,  $m = 3$ ,  $n = 1$ ,  $i_{kN} = 1600$  А,  $f_{ш} = 130$  Гц,  $C_k = C_d = 0.12 \cdot 10^{-3}$  Ф,  $R_d = 6.3$  Ом. Параметры реактора оценивались согласно рекомендациям разд. 3 и составили:  $R_c = 0.08 \cdot 10^6$  Гн<sup>-1</sup>,  $R_0 = 0.85 \cdot 10^6$  Гн<sup>-1</sup>. Реактор моделировался функционально по его уравнениям с представлением в электрической эквивалентной схеме управляемыми источниками тока. Параметры выходного фильтра рассчитывались по психометрическому напряжению  $U_{пс} = 4$  В [5] в предположении, что длительность коммутационных интервалов в выходном напряжении не превышает 10 мкс. Специальные коммутационные снабберы в модель не вводились и использовались только внутренние элементы библиотеки Simulink. Параметры нагрузки задавались приближенно, и эта часть модели не претендует пока на полноту учета характеристик контактной сети и продольной линии.

Моделирование подтвердило основные выводы данной работы. В виде примера на рис. 8 приведены машинограммы процесса пуска преобразователя на номинальную нагрузку  $R_n = 2$  Ом с последовательной индуктивностью  $L_n = 5 \cdot 10^{-3}$  Гн. Как видно, напряжение нагрузки в установившемся режиме практически не содержит пульсаций, несмотря на маломощный выходной фильтр и низкую частоту ШИМ.

Входной ток, кроме коммутационных выбросов, содержит только пульсации с относительной величиной около 10 %, причиняемые необходимостью введения зазора в стержни реактора для линеаризации зависимости между фазными магнитными потоками и токами в обмотках.

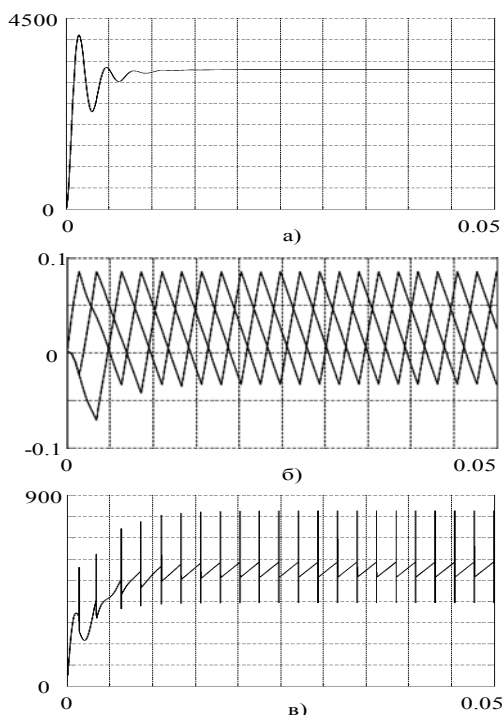


Рис. 8. Машинограммы процесса пуска преобразователя на номинальную нагрузку: а- напряжение нагрузки; б- магнитные потоки стержней; в- входной ток коммутатора

## ВЫВОДЫ

1. Использование принципа непрерывно-поочередного управления в ШИП, связывающих продольную линию и контактную сеть, позволяет при идеализированной коммутации вообще исключить входные и выходные фильтры, а, с учетом ненулевой длительности коммутации обойтись демпфированными коммутационными фильтрами, имеющими, как минимум, на порядок меньшую установленную мощность.

2. Необходимый для работы предлагаемых структур уравнительный реактор имеет мощность в 5...10 раз меньшую, чем исполняющие ту же функцию традиционные фильтровые дроссели в каждой из фаз ШИП. Это решение допускает также снижение частоты ШИМ в 1.5...2 раза, что пропорционально снижает также коммутационные потери.

3. Целесообразно исполнять очередное переключение в ШИП при достижении потоком

стержня уравнительного реактора заданного порогового значения, что является более эффективным решением по устранению возможного насыщения стержня по сравнению с традиционным способом индивидуального контроля средних токов фаз.

4. Предложена структура снаббера для управляемого ключа с последовательным соединением полупроводниковых приборов, позволяющая индивидуально фиксировать напряжения на переключающихся приборах

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Федотов А. А. Энергоснабжение контактной сети постоянного тока с питанием повышенным напряжением преобразователя по усиливающему проводу / А. А. Федотов, Н. П. Анхимов, С. Н. Васильев и др. // Труды Межд. симп. «Элтранс», СПб., 2003. – С. 291-296.
2. Гончаров Ю. П. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу / За ред. Ю. П. Гончарова / Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко, О. І. Семененко, М. В. Хворост. – Харків: НТУ „ХПІ”, 2007. – 192 с.
3. Сокол Е. И. Метод эквивалентных сопротивлений для синтеза регуляторов в полупроводниковых преобразователях с резонансными силовыми фильтрами / Е. И. Сокол, Ю. П. Гончаров, И. Ф. Домнин и др. // Технічна електродинаміка, темат. вип. «Силова електроніка і енергоефективність», К., 2007. – ч. 4, С. 38-44.
4. Гончаров Ю. П. Полупроводниковые преобразователи с вольтодобавкой в качестве активного фильтра / Ю. П. Гончаров, Н. В. Панасенко, В. В. Замаруев и др. // Технічна електродинаміка, темат. вип. «Силова електроніка і енергоефективність», К., 2007. – ч. 2, С.112-117.
5. Бурков А. Т. Электронная техника и преобразователи. – М.: Транспорт, 2001. – 341 с.
6. Панасенко Н. В. Обратимый преобразователь вольтодобавочного типа для тяговых подстанций электрифицированных железных дорог / Н. В. Панасенко, В. В. Божко, Ю. П. Гончаров и др. // Залізничний транспорт України, № 4, 2007. – С. 76-80.
7. Гончаров Ю. П. Обратимый преобразователь для связи двух линий постоянного тока в системе распределенного тягового электроснабжения / Ю. П. Гончаров, Н. В. Хворост, Н. В. Панасенко и др. // Технічна електродинаміка, темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки», К., 2004. – ч. 6, С. 99-106.
8. Гончаров Ю. П. Перетворювальна техніка, Ч. 2 / За ред. В. С. Руденка / Ю. П. Гончаров, С. В. Будьонний, В. Г. Морозов та ін. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с.

Поступила в редколлегию 11.02.2008.