

Ю. П. ГОНЧАРОВ, В. В. ЗАМАРУЕВ, В. В. ИВАХНО (НТУ «ХПИ»),  
 Н. В. ПАНАСЕНКО, В. В. БОЖКО (ДНДЦ УЗ),  
 П. Д. АНДРИЕНКО (ОАО НИИ «Преобразователь»), И. И. ЛАГУТА («Укрзалізниця»)

## АНОМАЛЬНЫЕ И ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ВОЛЬТОДОБАВОЧНОГО ТИПА ДЛЯ ТЯГОВЫХ ПОДСТАНЦИЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Представлено результаты аналитического исследования и компьютерного моделирования аномальных, статических и переходных режимов, связанных с резонансными явлениями в входном фильтре вольтодобавочного преобразователя на базе IGBT с однополярной ШИМ. Предлагаются способы устранения резонансу как средствами управления, так и за допомогою силовых узлов, що сполучені із засобами захисту від перенапруг.

Представлены результаты аналитического исследования и компьютерного моделирования аномальных, установившихся и переходных режимов, связанных с резонансными явлениями во входном фильтре вольтодобавочного преобразователя на базе IGBT с однополярной ШИМ. Предлагаются способы устранения резонанса как средствами управления, так и с помощью силовых узлов, совмещённых со средствами защиты от перенапряжений.

The results of analytical research and computer design of the anomalous, steady-state and transitional modes related to the resonance in the input filter of voltage added converter based on IGBT with the PWM are presented. The ways of resonance removal by both the control means and the power blocks, combined with the overvoltage protection, are offered.

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

Для улучшения электрических характеристик тяговых подстанций магистральных железных дорог постоянного тока авторами предложено дополнить традиционную схему неуправляемого либо выпрямителя с фазовым управлением последовательным вольтодобавочным преобразователем на основе инвертора тока – выпрямителя напряжения (ИТВН) с однополярной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) [1]. Общая структура преобразователя показана на рис. 1.

Использование ИТВН позволяет выполнить преобразователь вольтодобавочного типа как реверсивный с относительным диапазоном регулирования  $\pm p^*$ . Небольшой диапазон регулирования напряжения (целесообразно принять порядка 0,2) позволяет применить имеющиеся на рынке мощные относительно низковольтные IGBT, дополняя их последовательными прямыми диодами для реализации свойств ключа знакопеременного напряжения. Применение IGBT позволяет использовать частоту ШИМ порядка 1800 Гц, достаточную для реализации входного фильтра с использованием индуктивности рассеяния  $L_S$  трансформатора в качестве основного элемента.

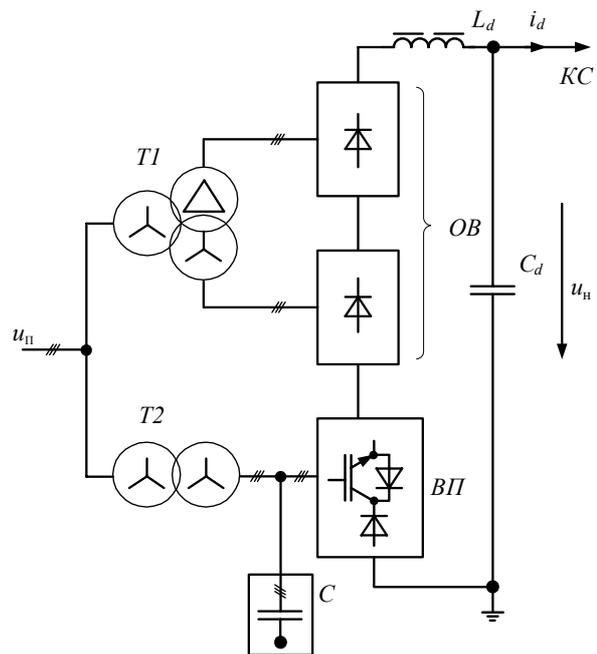


Рис. 1. Структурная схема преобразователя:  
 $u_{п}$  – питающая сеть;  $OB$  – основной выпрямитель;  
 $ВП$  – вольтодобавочный преобразователь;  $C$  – конденсатор входного фильтра  $ВП$ ;  $L_d$ ,  $C_d$  – выходной фильтр;  
 $T1$ ,  $T2$  – сетевые трансформаторы;  $КС$  – контактная сеть

Кроме стабилизации выходного напряжения, ВП позволяет выполнить ещё ряд функций:

- поддержание близкого к единице коэффициента мощности питающей сети;

- активную фильтрацию канонических и неканонических гармоник ОБ до двенадцатой включительно, что позволяет уменьшить индуктивность дросселя  $L_d$  и, в пределе, вовсе исключить его, возложив функции дросселя фильтра на индуктивность рассеяния двух фаз сетевого трансформатора Т1 [2];

- ограничение аварийных токов при коротких замыканиях путём добавления шунтирующей цепи с резистором параллельно выходу вольтодобавки [3].

Аномальные и переходные режимы работы преобразователей на базе ИТВН изучены недостаточно, в особенности с учётом специфики тяговой нагрузки. В данной работе авторы попытались частично восполнить этот пробел, ориентируясь в виде примера на тяговый преобразователь с номинальным выходным напряжением  $u_n = 3300$  В и током  $i_{дн} = 1600$  А. Исследуются следующие режимы:

- возбуждение установившихся резонансных колебаний во входном фильтре вольтодобавки на частотах гармоник питающей сети;

- переходные электрические режимы по напряжению и определение целесообразных запасов по рабочему напряжению полупроводниковых ключей ВП.

## 2. ВОЗБУЖДЕНИЕ РЕЗОНАНСНЫХ КОЛЕБАНИЙ ВО ВХОДНОМ ФИЛЬТРЕ

Со стороны источника питания  $u_{п}$  входной фильтр является последовательным резонансным контуром (рис. 2) с относительными параметрами (при допущении  $L_{п} \rightarrow 0$ )

$$f_p^* = \frac{1}{\sqrt{b^* x_s^*}}; \quad \rho^* = \sqrt{\frac{x_s^*}{b^*}}; \quad Q = \frac{R^*}{\rho^*}, \quad (1)$$

где  $f_p^*$ ,  $\rho^*$ ,  $Q$  – соответственно, резонансная частота, характеристическое сопротивление и добротность контура;  $x_s^*$ ,  $b^*$  и  $R^*$  – относительные значения индуктивного сопротивления, емкостной проводимости и активного сопротивления.

В качестве базисной частоты в (1) принята частота сети  $f_c$ , в качестве базисного сопротивления  $z_6$  – приведенное сопротивление номинальной нагрузки фазы трансформатора Т2, в качестве базисной проводимости – величина  $1/z_6$ .

Для возникающих в контуре вынужденных колебаний можно применить принцип наложения.

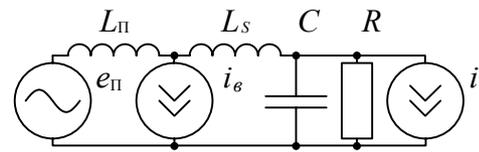


Рис. 2. Эквивалентная схема цепи входного фильтра:

$e_{п}$  и  $L_{п}$  – источник э.д.с. и внутренняя индуктивность питающей сети;  $i_e$  – источник тока, учитывающий ОБ, а возможно, и другие параллельно работающие выпрямители;  $L_s$ ,  $C$  и  $R$  – элементы входного фильтра с учётом потерь энергии;  $i$  – источник тока, замещающий коммутатор ВП

Внешний по отношению к вольтодобавке источник тока  $i_e$  возбуждает колебания через падение напряжения на внутреннем сопротивлении питающей сети, основную долю которого даёт внутренняя индуктивность  $L_{п}$ . Принимая допущение о малости установленной мощности вольтодобавки, это падение напряжения можно рассматривать как источник эквивалентной внутренней э.д.с. (рис. 3)

$$E_{эk} = k \omega_C L_{п} I_{вk}, \quad (2)$$

где  $I_{вk}$  и  $E_{эk}$  –  $k$ -е гармоники тока и внутренней э.д.с.

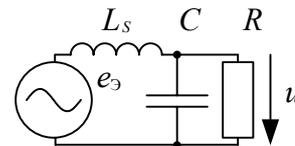


Рис. 3. Приближённая эквивалентная схема по отношению к внешним гармоникам, создаваемым источником тока  $i_e$

Пренебрежём сопротивлением, учитывающим потери энергии, и учтём, что на частоте  $k$ -й гармоники относительное значение сопротивления дросселя равно  $kx_s^*$ , а проводимость конденсатора –  $kb^*$ . Тогда получим соотношение между напряжением на конденсаторе и внутренней э.д.с.

$$U^* = U_k / E_{эk} = ((k/f_p^*)^2 - 1)^{-1}. \quad (3)$$

При реальных параметрах входного фильтра его резонансная частота  $f_p^*$  находится в зоне высших гармоник частоты сети. Если она совпадает или близка к частоте одной из высших гармоник, то напряжение на входе коммутатора вольтодобавки растёт в пределе неограниченно. Это ведёт к возрастанию пульсаций напряжений и токов, дополнительному нагреву электрооборудования и к возможному выходу из строя силовых элементов.

На рис. 4 показаны гармоники, присутствующие в трёхфазной сети. При симметрии нагрузки по тактам (полупериодам) из полного спектра выпадают чётные гармоники, а при симметрии по фазам – кратные трём [4]. Крестиками показаны номера гармоник, возбуждающих колебания во входном фильтре. Ясно, что для снижения резонансных явлений необходимо располагать резонансную частоту фильтра в интервалах между присутствующими гармониками. Как следует из рис. 4, имеются большие  $\Delta k_1 = 4$  и малые  $\Delta k_2 = 2$  интервалы. При использовании большего интервала имеется больший резерв на возможный разброс параметров  $C$  и  $L_s$ , а также меньше величина  $u^*$ . По обоим факторам целесообразно принять резонансную частоту  $f_p^*$ , равную или близкую к частоте одной из гармоник, кратных трём (3, 9, 15 ...).

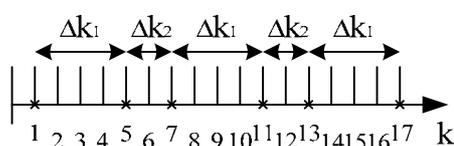


Рис. 4. Гармоники, присутствующие в э.д.с. трёхфазной сети при симметричной двухтактной нагрузке

Параметры входного фильтра зависят от частоты ШИМ  $f_{ш}^*$  и допустимых относительных амплитуд гармоники ШИМ в напряжении на конденсаторе  $U_{ш}^*$  и в токе  $I_{шш}^*$  вторичной обмотки трансформатора Т2

$$x_s^* f_{ш}^* = U_{ш}^* / I_{шш}^* ; \quad b^* f_{ш}^* = I_{ш}^* / U_{ш}^* , \quad (4)$$

где  $I_{ш}^*$  – наибольший относительный ток пульсаций, генерируемый коммутатором вольтдобавки,  $I_{ш}^* \approx 0,5$ .

Умножая почленно два равенства (4) друг на друга и учитывая (1), найдём

$$f_p^* = f_{ш}^* \sqrt{I_{шш}^* / I_{ш}^*} . \quad (5)$$

Как видно из (5), основным фактором, определяющим величину  $f_p^*$ , является частота ШИМ -  $f_{ш}^*$  и, в меньшей степени, допустимые пульсации тока  $I_{шш}^*$  во вторичной обмотке трансформатора. Например, при  $I_{шш}^* = 0,03$  и  $f_p^* = 9$  имеем  $f_{ш}^* = 36$ , что соответствует частоте ШИМ  $f_{ш} = 1800$  Гц.

При  $x_s^* = 0,055$ , что соответствует трансформатору ТСЗП-1600/10У3, выпускаемому заводом «Уралэлектротяжмаш», имеем из (4)  $U_{ш}^* = 0,06$  и  $b^* = 0,23$ , что при  $p^* = 0,2$  соответствует приемлемой реактивной мощности конденсаторов, равной 4,6 % от мощности преоб-

разователя. Аналогично, при  $f_p^* = 3$  найдём  $f_{ш}^* = 12$ ,  $U_{ш}^* = 0,02$  и  $b^* = 2,07$ , т.е. реактивная мощность конденсаторов становится неприемлемо большой, а частота ШИМ – недостаточной для активной фильтрации гармоник. Использование следующей гармоники, кратной трём, в качестве резонансной частоты ( $f_p^* = 15$ ) даёт ещё меньшую в сравнении с  $f_p^* = 9$  реактивную мощность конденсаторов и лучшие динамические свойства, но мало приемлемую по коммутационным потерям частоту ШИМ.

Недостаток синтезированного таким образом входного фильтра состоит в том, что он слабо демпфирован и будет чувствителен, в частности, к девятой гармонике, создаваемой самим вольтдобавочным преобразователем при фильтрации неканонических гармоник, возникающих при фазной несимметрии питающей сети. Для компенсации этого фактора целесообразно средствами управления вольтдобавки создать эквивалентное активное сопротивление  $R$  параллельно конденсатору фильтра (рис. 3). Для этого система управления формирует составляющую задания входного тока  $i_3$ , пропорциональную мгновенному напряжению  $u$  и выходному току  $i_d$ .

$$i_3 = i_d / U_m , \quad \text{то есть } R = U_m / i_d , \quad (6)$$

где  $U_m$  – масштабный коэффициент, имеющий размерность напряжения.

Эквивалентный резистор, выполняя демпфирование резонансных колебаний при  $i_d \neq 0$ , будет присутствовать и в эквивалентной схеме для основной гармоники. Он выполняет отбор активной мощности из входной цепи и передачу её в выходную цепь. В выходной цепи он эквивалентен источнику э.д.с.  $E_{d3}$ , который определяется условием равенства мощностей на входе и выходе  $U^2/R = E_{d3} i_d$ , откуда с учётом (6)

$$E_{d3} = U^2 / U_m , \quad (7)$$

где  $U$  – действующее значение входного напряжения.

Величина  $E_{d3}$  играет роль помехи для регулятора выходного напряжения, которую он должен скомпенсировать в установленном режиме. Относительная помеха  $e^*$  определяется как  $e^* = E_{d3} / U_{двN}$ , где  $U_{дв} = 3U / \sqrt{2}$  – номинальное выходное напряжение вольтдобавки, откуда

$$U_m = \frac{\sqrt{2} U}{3 e^*} ; \quad e_{тр}^* = \frac{1}{6\pi U_{ш}^*} . \quad (8)$$

Ограничением по максимуму  $e^*$  (величина  $e_{гр}^*$ ) является пульсационная помеха  $U_{ш}^*$ , которая может привести к пульсационной неустойчивости, когда скорость изменения сигнала задания по току превышает скорость изменения опорного напряжения в ШИМ-контроллере.

Подставляя в (6) величину  $U_m$  при  $e^* = 0,5$  и переходя к относительным единицам, найдём из (1) при номинальном токе  $i_{dN}$  добротность. Полученное значение  $Q \cong 2$  соответствует достаточному демпфированию колебательного контура  $L_s C$ , однако демпфирование по управлению ухудшается со снижением тока  $i_d$  и вовсе отсутствует в режиме холостого хода ( $i_d = 0$ ). Необходимо исключить при этом возможность возбуждения резонансных колебаний «неканонической» девятой гармоникой других преобразователей тяговой подстанции, которая может быть обусловлена различными неучитываемыми факторами. Для этого целесообразно строить управление агрегатами тяговой подстанции по пропорциональному принципу, согласно которому общая нагрузка распределяется между работающими агрегатами пропорционально. Тогда при  $i_d = 0$  будут отсутствовать и токи в других преобразователях подстанции, которые могли бы возбудить резонансные колебания через питающую сеть. При равномерном распределении тока минимизируются и потери энергии.

Несколько более сложный алгоритм демпфирования резонансных колебаний по управлению изложен в работе [5].

### 3. ПЕРЕХОДНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ РЕЖИМЫ

На рис. 5 показан коммутатор вольтодобавочного преобразователя с модулем защиты от перенапряжений. Рассмотрим некоторые аварийные режимы ВП. В случае пробоя последовательного прямого диода возникает короткое замыкание источника питания при включении IGBT в одной из двух других фаз. Поэтому целесообразно применить резервирование прямых диодов путём последовательного включения дополнительного диода в каждое из плеч моста. При пробое транзистора аварийных токов не возникает, можно выполнить шунтирование ВП ключом  $VS$  при запираии остальных транзисторов, отключая ВП. При пробое всех транзисторов ВП превращается в неуправляемый выпрямитель с прямыми диодами, который добавляет напряжение порядка 20 % к результирующему выходному напряжению преобразователя.

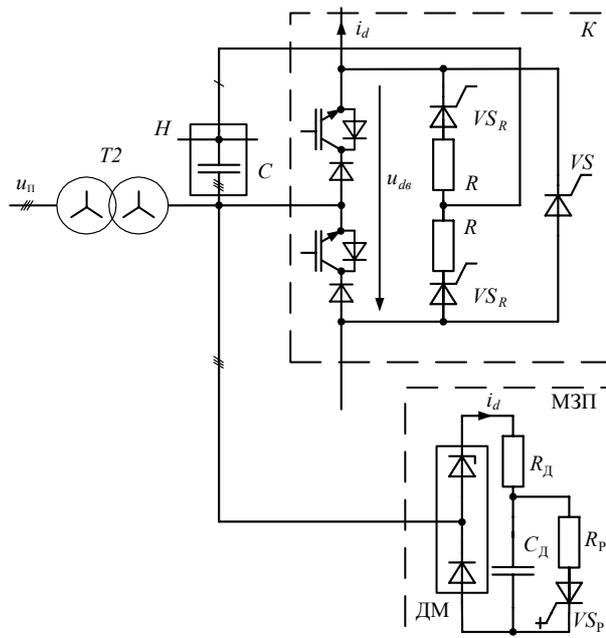


Рис. 5. Коммутатор ВП (К) с модулем защиты от перенапряжений (МЗП):

$u_n$  – питающая сеть;  $T2$  – сетевой трансформатор ВП;  $C$  – конденсатор входного фильтра ВП;  $H$  – нейтральная точка «звезды» конденсаторов;  $R$  – резистор шунтирующей цепи;  $VS_R$  – ключи шунтирующей цепи;  $VS$  – ключ полной шунтировки; ДМ – диодный мост;  $R_d C_d$  – демпфирующая цепь;  $R_p, VS_p$  – разрядный резистор с отсоединяющим ключом

При перенапряжениях можно защищать транзисторы путём их одновременного включения во всех трех плечах одновременно, что позволяет обойтись без последовательного резервирования транзисторов. При наличии некоторого запаса по их рабочему напряжению ВП вместе с шунтирующей цепью можно использовать в качестве узла кратковременного токоограничения, выключая все транзисторы и включая ключи  $VS_R$  [2]. Ток нагрузки  $i_d$  переводится при этом на шунтирующую цепь с токоограничивающими резисторами  $R$ . Средняя точка резисторов соединяется с общим выводом конденсаторов входного фильтра, благодаря этому результирующее высокое напряжение на резисторах распределяется примерно поровну между верхней и нижней группами закрытых транзисторов. Запирание шунтирующих ключей при переходе в нормальный режим работы выполняется путём формирования нужной полярности выходного напряжения  $u_{dv}$  вольтодобавочного преобразователя.

Вместе с тем, способ защиты транзисторов путём их включения системой управления обладает следующими недостатками:

- нужны датчики перенапряжений;

- через транзисторы после их включения протекают значительные токи.

Использование модуля защиты от перенапряжений устраняет эти недостатки. МЗП присоединяется ко входу коммутатора ВП и производит ограничение перенапряжений на стороне переменного тока. В частности, такие перенапряжения возникают при пуске и достигают в пределе двукратной величины от установившейся амплитуды входного линейного напряжения (рис. 6, а).

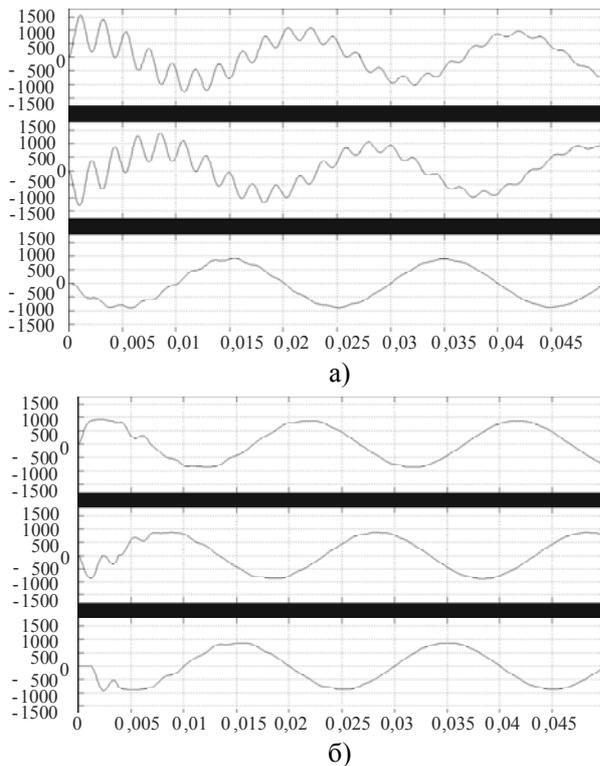


Рис. 6. Входные линейные напряжения трех фаз:  
а - при пуске без МЗП, б - при пуске с МЗП

Причина перенапряжений обусловлена колебательным зарядом конденсаторов  $C$  от питающей сети через индуктивность рассеяния  $L_s$  обмотки трансформатора. Для имеющихся в данное время на рынке силовых IGBT такие перенапряжения неприемлемы.

При наличии МЗП роль демпфера в колебательном контуре  $L_s C$  выполняет резистор  $R_d$ , который через пару диодов присоединяется поочередно к одной из пар выводов вторичной обмотки трансформатора. Качество демпфирования характеризуется добротностью контура

$$Q = \frac{R'_d}{\rho}; \quad \rho = \sqrt{\frac{L_s}{C}}, \quad (9)$$

где  $\rho$  – характеристическое сопротивление контура;  $R'_d$  – сопротивление резистора  $R_d$ , приведенное на сторону переменного тока.

Чтобы получить то же сопротивление между фазами 1 и 2, величина  $R'_d$  должна удовлетворять равенству  $R'_d = 1,5 R_d$  (рис. 7), что даёт из (9)

$$R_d = Q \rho / 1,5. \quad (10)$$

Известно, что колебательный контур полностью утрачивает свою колебательность при  $Q = 0,5$ , что и можно принять, определяя требуемое  $R_d$ .

Недостатком МЗП только с резистором  $R_d$  на стороне постоянного тока ДМ было бы то, что резистор необходимо отключать после пуска мощным ключом. Кроме того, в момент его выключения возникает перенапряжение на входе коммутатора, поскольку при этом запас энергии от протекания большого тока  $i_d$  в индуктивностях  $L_s$  переходит в конденсаторы  $C$ . Это перенапряжение не возникает, если ток  $i_d$  после пуска плавно спадает к нулю, что обеспечивает постепенно заряжающийся конденсатор  $C_d$ .

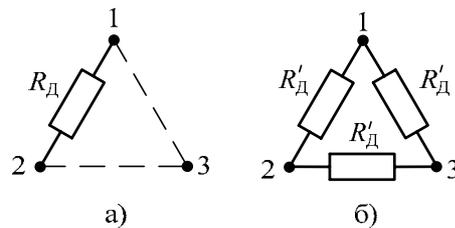


Рис. 7. Распределение фактического  $R_d$ , подключаемого диодами к двум фазам (а), на три фазы входного напряжения (б)

Требуемую ёмкость удобно найти, включая индуктивность  $L'_s = 2L_s$  двух фаз трансформатора в эквивалентную схему цепи постоянного тока и определяя добротность получающегося колебательного контура  $Q_d$

$$Q_d = \frac{\sqrt{L'_s / C_d}}{R_d}. \quad (11)$$

Поскольку при этом игнорируется влияние ёмкости  $C$ , то, определяя из (11) ёмкость  $C_d$ , следует принять добротность  $Q_d$  с некоторым запасом против граничного по колебательности режима  $Q_d = 0,5$ . На рис. 6, б показан тот же процесс пуска при наличии МЗП с параметрами  $R_d$  и  $C_d$ , определяемыми из (10) и (11) при граничном значении добротности. Амплитуда линейного напряжения при наличии МЗП увели-

чивается всего на 7 % против установившегося значения.

Чтобы обеспечить повторное действие МЗП, например, при пуске после кратковременного перерыва питания, целесообразно выполнять ускоренный разряд конденсаторов  $C_d$  и  $C$  через ключ  $V_{Sp}$ . Эффективность защиты от перенапряжений можно существенно повысить, если использовать в одной из групп ДМ (рис. 5) лавинные диоды. Резервирование диодов моста можно исполнить путём их параллельного соединения в каждом из плеч с введением последовательного индивидуального предохранителя. При пробое одного диода он отсоединяется, а остальные диоды продолжают нормальную работу.

Схема рис. 5 может использоваться также как резервное устройство для демпфирования возможных вынужденных колебаний с частотой  $f_p^*$  в режиме холостого хода преобразователя, когда демпфирование по управлению не действует.

### ВЫВОДЫ

1. Входной фильтр вольтодобавочного преобразователя целесообразно выполнять с использованием индуктивности рассеяния сетевого трансформатора в качестве основного звена, что упрощает схему фильтра и делает возможным её исполнение на унифицированных элементах.

2. Резонансная частота входного фильтра находится в зоне частот высших гармоник питающей сети, что создаёт возможность аварийных режимов вследствие возбуждения вынужденных колебаний. Для снижения вероятности резонанса целесообразно совмещать резонансную частоту фильтра с частотой одной из гармоник с номерами, кратными трём.

3. Для подавления возможного резонанса средствами управления предлагается использовать обратную связь, создающую эквивалентную активную проводимость, пропорциональ-

ную току нагрузки, параллельно конденсатору фильтра.

4. Чтобы снизить вероятность резонанса в режиме холостого хода, когда демпфирование по управлению не действует, необходимо добиваться равномерного распределения тока между параллельно работающими агрегатами подстанции.

5. Для демпфирования резонансных автоколебаний во входном фильтре при переходных процессах и ограничения связанных с этим перенапряжений предлагается использовать демпфирующую  $RC$ -цепь, подключаемую через диодный мост параллельно конденсатору фильтра и содержащую управляемую цепь форсированного разряда конденсаторов.

### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Обратимый преобразователь вольтодобавочного типа для тяговых подстанций электрифицированных железных дорог [Текст] / Н. В. Панасенко и др. // Залізн. трансп. України. – 2007. – № 4. – С. 76-80.
2. Полупроводниковый преобразователь с вольтодобавкой в качестве активного фильтра [Текст] / Ю. П. Гончаров и др. // Технічна електродинаміка. Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність». – Ч. 2. – К., 2007. – С. 112-117.
3. Гончаров, Ю. П. Тяговий випрямляч з реверсивним вольтододатком на двохопераційних напівпровідникових приладах [Текст] / Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко, В. В. Божко // Технічна електродинаміка. Темат. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – Ч. 2. – К., 2008. – С. 16-21.
4. Перетворювальна техніка [Текст]. – Ч. 2 / Ю. П. Гончаров та ін.; за ред. В. С. Руденка. – Х. : Фоліо, 2000. – 357 с.
5. Хворост, М. В. Параметри вольтододаткового входного фільтра, демпфованого по управлінню, дванадцятипульсного випрямляча - стабілізатора напруги [Текст] / М. В. Хворост, В. В. Божко // Вестник нац. техн. ун-та «ХПИ». – 2006. – № 42. – Х., 2006. – С. 14-20.

Поступила в редколлегию 16.12.2008.