УДК 621.314

В. М. САМСОНКИН, Н. В. ПАНАСЕНКО, В. В. БОЖКО (ДНДЦ УЗ),
Ю. П. ГОНЧАРОВ, А. В. ЕРЕСЬКО, В. В. ЗАМАРУЕВ, Р. И. ЛЮБИЧ (НТУ «ХПИ»),
В. Г. СЫЧЕНКО (ДИИТ)

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЙ АГРЕГАТ С ФУНКЦИЯМИ ФИЛЬТРАЦИИ ГАРМОНИК ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ТЯГОВОЙ ПОДСТАНЦИИ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА НАПРЯЖЕНИЕМ 3 кВ

Пропонується комбінована система активної фільтрації вихідної напруги випрямляча, яка використовує в якості послідовної ланки вольтодобавочний перетворювач, а паралельної – високочастотний інвертор струму. Використання комбінованої системи дозволяє зменшити масу дроселя пасивного фільтру.

Предлагается комбинированная система активной фильтрации выходного напряжения выпрямителя, использующая в качестве последовательного звена вольтодобавочный преобразователь, а в качестве параллельного - высокочастотный инвертор тока. Использование комбинированной системы позволяет сократить массу дросселя пассивного фильтра.

The combined system of active filtration of target voltage of the rectifier using an added voltage converter as an in-series link and a high-frequency current inverter as parallel one is offered. Its application allows reducing weight of a choke of the passive filter.

1. Анализ состояния проблемы и постановка задачи работы

В ряде работ авторами предложена и частично изучена структура преобразовательного агрегата для тяговых подстанций, показанная на рис. 1. Она содержит основной выпрямитель (ОВ) по традиционной 12-пульсной схеме и обратимый вольтодобавочный преобразователь ЗВ с широтноимпульсной модуляцией на запираемых приборах с диапазоном регулирования напряжения порядка ±20 %, компенсирующий недостатки основного выпрямителя с точки зрения его электромагнитной совместимости с контактной сетью (КС) и питающей сетью (ПС) [1-3].

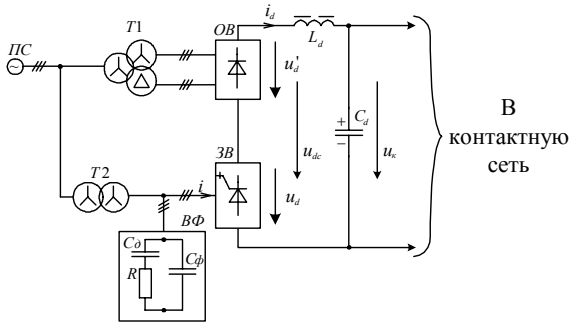


Рис 1. Структура преобразовательного агрегата для тяговых подстанций

В частности, вольтодобавка может выступить в качестве активного фильтра (АФ) канонических и неканонических гармоник выходного напряжения основного выпрямителя, что позволяет радикальным образом облегчить выходной пассивный фильтр, который в настоящее время по массе и потерям энергии соизмерим с сетевым трансформатором. Из канонических гармоник реально может быть подавлена двенадцатая, а из неканонических – все более низкочастотные гармоники, начиная от первой гармоники ПС.

Известно, что причиной неканонических гармоник в исходном напряжении преобразовательных агрегатов тяговых подстанций постоянного тока является фазная несимметрия напряжения питающей сети, искажение его формы, обусловленное нагрузками, например, другими преобразователями и иными реальными факторами [4]. Наибольшие проблемы создают относительно низкочастотные неканонические гармоники по причине их отрицательного влияния на системы железнодорожной автоматики и устройства связи. Для их подавления традиционно используют сложные выходные фильтры, которые включают в себя кроме однозвенного Г-образного *LC*-фильтра еще и фильтры пробки на частоте 100 Гц, 200 Гц, 300 Гц и выше, что усложняет и увеличивает установленную мощность фильтрового электрооборудования тяговых подстанций [5].

Как правило, при оценках отрицательного влияния неканонических гармоник, достаточно учитывать лишь нечётные гармоники в напряжении питающей сети, которые после их выпрямления дают спектр чётных гармоник, из

которых наиболее значимыми являются вторая, четвертая, шестая гармоники. [6]. Шестая гармоника (300 Гц) возникает также в двенадцатипульсном выпрямителе из-за неодинаковости индуктивностей рассеяния вторичных обмоток звезды и треугольника силового трансформатора, по отношению к его первичной обмотке. Для подавления указанных гармоник средствами управления нужна модуляция выходного напряжения преобразователя с частотой больше 600 Гц, что при построении преобразовательных агрегатов на основе только фазоуправляемых выпрямителей является невозможным.

В работе [2] приведена структурная схема системы управления вольтодобавкой с каналом активной фильтрации, рассмотрены её свойства и характеристики. Эта структурная схема приведена на рис. 2. Основной канал гармоник является совокупностью узкополосных фильтров с высокой добротностью Q порядка 50, реализуемых программно микропроцессором и настроенных на пропускание отдельных подавляемых гармоник:

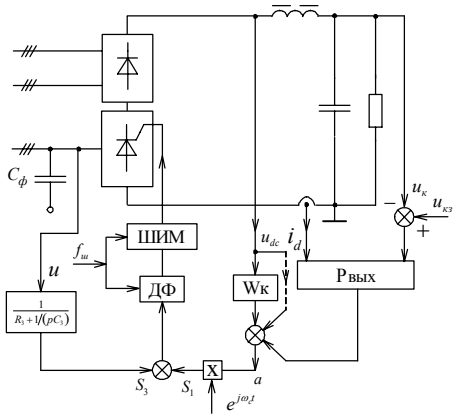


Рис 2. Структура системы регулирования вольтодобавочного преобразователя:
$u_{кз}$ – сигнал задания по напряжению нагрузки;
i_d –сигнал коррекции по току; $P_{вых}$ - регулятор выходного напряжения; ШИМ – ШИМ-контроллер; ДФ – дискретный фиксатор, действующий с частотой ШИМ – $f_ш$

$$W_k = \frac{k_y p}{p^2 Q/\omega_k + p + Q\omega_k}, \qquad (1)$$

где k – номер подавляемой гармоники по отношению к частоте сети; ω_k – угловая частота k-й гармоники; k_y – коэффициент усиления, задаваемый пропорциональным звеном.

Как показали расчёты, с помощью указанной структуры можно избавиться от силовых фильтров-пробок и сократить примерно на треть массу основного Г-образного L_dC_d-фильтра. Дальнейшее снижение массы Г-образного фильтра упирается в необходимость подавления гармоник с частотой ШИМ $f_ш$ вольтодобавки, которая реально может быть достигнута порядка 1200…1800 Гц, а также комбинационных гармоник более низкой частоты, генерируемых вольтодобавкой при её работе в качестве АФ. К сожалению, все эти гармоники приходятся на пик псофометрической кривой, приведенной на рис 3 [5].

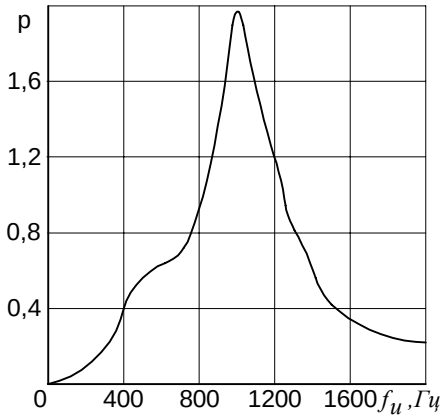


Рис. 3. Псофометрическая кривая

Это препятствие преодолевается при использовании системы комбинированной активной фильтрации, в которой пиковые гармоники подавляются с помощью дополнительного маломощного параллельного АФ.

В настоящей статье рассматриваются характеристики такой комбинированной системы и доказывается, что при её использовании размеры фильтрового дросселя как основного элемента пассивного Г-образного фильтра могут быть сокращены примерно на порядок.

2. Комбинированная система активной фильтрации

Структура комбинированной системы приведена на рис. 4. Активный фильтр на базе инвертора тока является источником переменного тока, численно равного переменной составляющей тока дросселя i_d, в результате чего она не поступает в нагрузку. Переменный ток формируется методом двуполярной либо однополярной ШИМ из входного постоянного тока i_{ad}, источником которого является низковольтный сетевой выпрямитель, например, синхронного типа, с фильтровым дросселем [7]. Режим источника тока на выходе АФ позволяет исклю-

чить одну инерционность, упрощая, тем самым, обеспечение устойчивости замкнутой структуры с АФ.

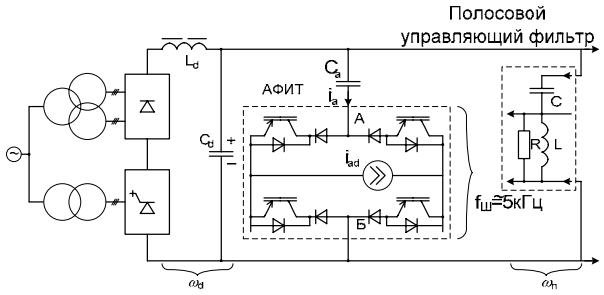


Рис. 4. Структура комбинированной системы:
АФИТ – активный фильтр на базе инвертора тока; i_{ad} – источник постоянного тока, питающий АФИТ; C_a – конденсатор, блокирующий протекание постоянной составляющей тока в АФИТ

Входом цепи обратной связи является датчик напряжения u_k с полосовыми фильтрами пиковых гармоник, электрический эквивалент каждого из которых соответствует схеме рис. 5, а передаточная функция

$$W_k = \frac{k_y p^2}{p^2 + \frac{\omega_k}{Q} p + \omega_k{}^2}. \qquad (2)$$

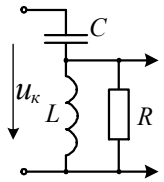


Рис. 5. Электрический эквивалент полосового фильтра в АФИТ

Эта передаточная функция обеспечивает, кроме резонансного подъёма частоты подавляемой гармоники (рис. 6, в), также более быстрое убывание коэффициента усиления на низких частотах ($|W_k| \sim \omega^2$), чем полосовой фильтр (1). Тем самым облегчается борьба с автоколебаниями на низких частотах, которые возможны в схеме параллельного АФ [8]. Склонность к их возникновению обусловлена тем, что как выходная цепь АФ, так и цепь обратной связи при низких частотах создаёт опережение сигнала замкнутого контура (рис. 6).

На частоте, где суммарное опережение равно π, согласно критерию Найквиста, возникают автоколебания, если модуль коэффициента усиления замкнутого контура превышает единицу. Слабое убывание $|W_k|$ при высоких частотах малосущественно, так как результирующий фазовый сдвиг при этом не превышает $\pi/2$.

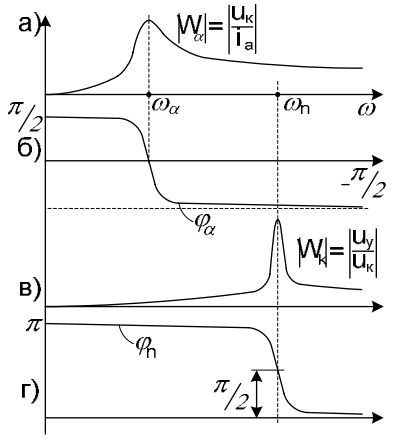


Рис. 6. АЧХ замкнутой структуры с АФИТ

Снижение резонансного пика амплитудной характеристики L_dC_d-фильтра (рис. 6, а) достигается при введении в систему управления вольтодобавкой широкополосного канала с пропорциональным звеном, что равносильно эквивалентному резистору последовательно с дросселем L_d [9] или (и) дополнительного резистора R параллельно АФИТ или в виде отдельной RC–цепи.

3. Определение гармоник с частотами ШИМ вольтодобавки

На рис. 7 приведена схема коммутатора с обозначениями номеров фаз n =1, 2, 3, которые указываем в скобках, и номеров полупроводниковых ключей. Исходим из того, что система управления формирует в фазах основные гармоники тока $i_{(1)}$, $i_{(2)}$, $i_{(3)}$ сетевой частоты ω_c, сдвинутые относительно фазных напряжений $u_{(1)}$, $u_{(2)}$, $u_{(3)}$ угол φ в сторону опережения, и определим гармоники выходного напряжения U_d.

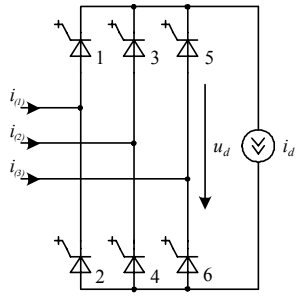


Рис. 7. Коммутатор вольтодобавки

В работе [10] предложен алгоритм ШИМ, при котором во входных токах выделяются шесть структурных интервалов длительностью $\pi/3$ каждый, с наибольшим током в одной из фаз.

На рис. 8 показан один такой структурный интервал, когда наибольшим является ток фазы *(1)* положительного направления. Два других

тока при этом имеют обратные знаки. Примем следующие допущения:

- ток i_d идеально сглажен;
- частота ШИМ $\omega_ш$ отличается от частоты сети ω_c в число раз, кратное 6, и достаточно велика для того, чтобы можно было пренебречь изменением основных гармоник фазных сигналов на периоде ШИМ.

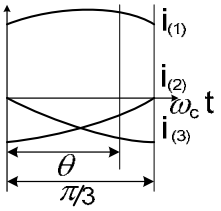


Рис. 8. Структурный интервал

На рис. 9 показан один такой период, внутри которого располагается текущая точка θ структурного интервала (см. рис. 8). Поскольку токи $i_{(2)}$ и $i_{(3)}$ имеют отрицательные знаки, то для их формирования замкнуты ключи 4 и 6 (см. рис. 7) с относительными временами (коэффициентом заполнения), равными относительным значениям основных гармоник токов в текущей точке θ

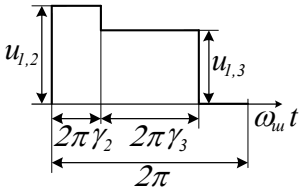


Рис. 9. Выходное напряжение U_d. на текущем интервале ШИМ

$$\nu_{(2)} = -\frac{i_{(2)}}{i_d} = -\tau \sin(\theta - \frac{\pi}{3}),$$

$$\nu_{(3)} = -\frac{i_{(3)}}{i_d} = -\tau \sin\theta, \qquad (3)$$

где τ – относительная амплитуда фазного тока в долях i_d.

Поскольку ток $i_{(1)}$ положителен, то в первой фазе при этом замкнут ключ 1 и, следовательно, на выход при этом подаются линейные напряжения, соответственно

$$u_{(1,2)} = U_m \cos(\theta - \varphi),$$

$$u_{(1,3)} = U_m \cos(\theta - \frac{\pi}{3} - \varphi), \qquad (4)$$

где U_m – амплитуда линейного напряжения. На оставшейся части периода ШИМ одновременно замкнуты ключи 1 и 2, поэтому выходное напряжение и мгновенные значения всех трёх фазных токов равны нулю.

Текущее значение амплитуды *k*-й гармоники выходного напряжения удобно определить, используя комплексную форму записи ряда Фурье

$$U_{dkm} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} u_d e^{-jk\theta} d\theta. \qquad (5)$$

Для прямоугольного импульса единичной амплитуды с относительной длительностью ν и началом координат, располагающимся посередине импульса, при этом найдём из (5) амплитуду *k*-й гармоники

$$U(\nu) = \frac{\sin(\pi k \nu)}{\pi k}. \qquad (6)$$

Тогда с учётом фактических сдвигов двух импульсов относительно начала координат согласно рис. 9 найдём

$$U_{dkm} = u_{(1,2)} U(\nu_{(2)}) e^{-j\pi k \nu_{(2)}} + u_{(1,3)} U(\nu_{(3)}) e^{-j\pi k(\nu_{(3)} + 2\nu_{(2)})} \qquad (7)$$

Теперь для определения действующего значения *k*-й гармоники необходимо выполнить квадратичное усреднение текущего значения на структурном интервале. Удобно перейти к относительным единицам, принимая в качестве базисного наибольшее значение постоянной составляющей выходного напряжения, получающееся при τ = 1 и φ = 0

$$u_{d0m} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_m. \qquad (8)$$

Тогда получим действующее значение *k*-й гармоники в относительных единицах

$$U^*_{dk} = \frac{1}{u_{d0m}} \sqrt{\frac{6}{\pi}\int_0^{\pi/3} |U_{dkm}|^2 \, d\theta}. \qquad (9)$$

В (9) учтено, что гармоника комплексного ряда Фурье вдвое меньше фактической вещественной гармоники, а также то, что для перехода к действующему значению амплитуду надо разделить на $\sqrt{2}$. Так как относительная величина U^*_{dk} не зависит от U_m, то при выполнении расчётов, которые удобно выполнить численным методом, можно принять $U_m = 2/\sqrt{3}$, что дает $u_{d0m} = 1$.

На рис. 10 представлены полученные таким образом зависимости для первой гармоники ШИМ. Поскольку величины τ и φ меняются, то

в расчёт следует взять наибольшее значение первой гармоники, которое составляет около 0.5.

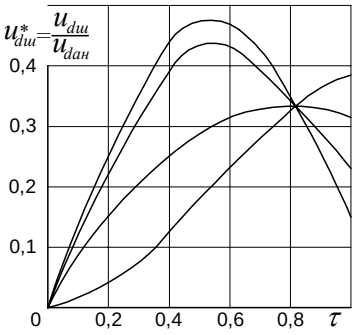


Рис. 10. Действующее относительное значение первой гармоники ШИМ во входном напряжении

Примерно такая же величина и примерно при той же величине τ получается в простом понижающем ШИП, что и следовало ожидать, поскольку схема (см. рис. 7) также использует однополярную ШИМ. С увеличением k наибольшее значение U^*_{dk} изменяется примерно обратно пропорционально номеру, что также следовало ожидать, поскольку именно такой закон изменения высших гармоник дают разрывные сигналы. Таким образом, приходим к следующей простой аппроксимации гармонического спектра выходного напряжения.

$$U^*_{dk} = \frac{0.5}{k}. \qquad (10)$$

Следует оговориться, однако, что рассмотренный подход учитывает низкочастотную модуляцию амплитуд гармоник, которая всегда имеет место при синусоидальной ШИМ [11], переходом к эквивалентному действующему значению, в то время как на самом деле спектр содержит, кроме центральных гармоник с частотами $k\omega_ш$, ещё и боковые гармоники с комбинационными частотами. Учёт наличия боковых гармоник целесообразен при наличии узкополосных фильтров в силовой схеме или системе управления.

4. Определение основных характеристик комбинированной системы активной фильтрации

Допустим, что АФИТ принимает на себя некоторую совокупность гармоник тока дросселя L_d, кратных частоте сети ω_c. Определим суммарную мощность ключей его коммутатора по произведениям коммутируемого тока i_{ad}, который должен быть не меньше суммы амплитуд соответствующих гармоник тока дросселя, и коммутируемого напряжения, равного сумме падений напряжений от каждой из гармоник тока на отсекающем конденсаторе C_a (см. рис. 4). Компоненты этого произведения в относительных единицах

$$i^*_{ad} = \frac{i_{ad}}{i_d} = \frac{1}{i_d}\sum_k \frac{U_{dkm}}{\omega_k L_d},$$

$$U^*_a = \frac{U_a}{U_d} = \frac{1}{U_d}\sum_k \left(\frac{U_{dkm}}{\omega_k L_d}\cdot\frac{1}{\omega_k C_a}\right), \qquad (11)$$

где i_d и U_d – выходной ток и напряжение преобразователя в целом; ω_k – частота k-й подавляемой гармоники.

Если задаться величинами i^*_{ad} и U^*_a, то из первого равенства (11) можно определить требуемую индуктивность L_d, а из второго – ёмкость C_a. Суммарная коммутируемая мощность S ключей АФИТ равна, очевидно, $4i_{ad}U_k$, а для основного преобразователя, если его исполнить по сопоставимой схеме на запираемых приборах с ШИМ, то $S_0 = 4\sqrt{3}i_d U_d$. Таким образом, относительная мощность коммутатора АФИТ

$$S^* = \frac{S}{S_0} = \frac{1}{\sqrt{3}} i^*_{ad} U^*_a. \qquad (12)$$

Примем для количественной оценки следующий пример: i_d = 2400 А, U_d = 3300 В, i^*_{ad} = $=U^*_a$=0.1, чему соответствует мощность АФИТ около 0.5 % от мощности основного преобразователя, если его выполнить на запираемых приборах, частоты ШИМ в вольтодобавке $f_ш$ = 1800 Гц и в АФИТ $f_{аш}$ = 7200 Гц, относительная мощность (относительное напряжение) вольтодобавки $P^*_в = 0.2$. Из подавляемых АФИТ гармоник определяющее влияние на его мощность оказывает первая гармоника ШИМ вольтодобавки, а 24-я и более высокочастотные гармоники основного преобразователя, входящие в рабочий частотный диапазон АФИТ (до $f_{аш}/2$), малы сами по себе. Следовательно, в (11) надо принять $k = f_ш / f_c = 36$ и $U_{dkm} = \sqrt{2}U^*_{d1}P^*_в U_d = 467$ В. Из (11) при этом найдём $L_d = 0.17\cdot10^{-3}$ Гн и $C_a = 0.064\cdot10^{-3}$ Ф.

Функция конденсатора C_d в рассматриваемой системе сводится к фильтрации, в основном, первой гармоники ШИМ вольтодобавки. При использовании в АФИТ двуполярной ШИМ его выходной ток близок по форме к меандру, с учётом чего получаем для псофомет-

рического напряжения на выводах контактной сети

$$U_{nc} = \frac{1}{C_d}\sqrt{\left(\frac{p_{\text{ша}}\sqrt{2}}{\pi}\cdot\frac{i_{ad}}{\omega_{\text{ша}}}\right)^2 + \left(\frac{p_{\text{ш2}}U_{dkm}}{2\sqrt{2}\cdot(2\omega_{\text{ш}})^2 L_d}\right)^2}, \quad (13)$$

где $p_{\text{ша}}$ и $p_{\text{ш2}}$ – псофометрические коэффициенты на частотах $f_{\text{ша}}$ и $2f_{\text{ш}}$, которые с некоторым запасом можно принять равными 0.2.

Подставляя в (13) стандартное U_{nc} = 4 В, найдём $C_d = 0.153\cdot10^{-3}$ Ф. Согласно разработке, выполненной в [12] для преобразователя с теми же выходными данными, но без активных фильтров, было найдено $L_d = 4.5\cdot10^{-3}$ Гн и $C_d = 0.4\cdot10^{-3}$ Ф. Сопоставляя с проведенной выше оценкой, видим, что размеры наиболее тяжелого фильтрового элемента – дросселя, могут быть сокращены примерно на порядок, а размеры конденсаторов соизмеримы, тем более, что для $C_{\text{а}}$ в связи с повышенной переменной составляющей напряжения требуется более качественный конденсатор, чем традиционный электролитический. Важно и то, что устраняется вынужденная диспропорция в соотношении L_d/C_d , с которой связаны значительные коммутационные перенапряжения на выводах контактной сети, связанные с переходом в конденсатор запаса энергии в дросселе при отключении нагрузок. Соотношение L_d/C_d становится близким к тому, которое необходимо для «бесстрессовой» (без перенапряжений) передачи энергии в конденсатор.

5. Переходные и аварийные режимы в системе активной фильтрации

Работая в режиме источника тока, АФИТ нуждается в защите от перенапряжений, возникающих в режимах, когда напряжения на конденсаторах $C_{\text{а}}$ и C_d существенно отличаются друг от друга. Для этого четырёхквадрантный ключ S (рис. 11), состоящий, например, из одноквадрантного GTO, присоединяемого к АФИТ через диодный мост, включается всякий раз, когда модуль разности (u_{d}–$u_{\text{са}}$) превысит заданный порог и отключается, когда модуль тока i_a становится меньше i_{ad}. Токоограничивающий дроссель L вводится в цепь тока i_a только тогда, когда модуль i_a достигает i_L, а в противном случае он замкнут накоротко проводящими диодами. Тем самым ограничивается ток в контуре между конденсаторами при замыкании ключа S. В то же время дроссель не препятствует спаду тока i_a при размыкании ключа S и, следовательно, не создаёт на нём коммутационных перенапряжений. Его целесообразно исполнить в виде «воздушной» катушки, чтобы он не насыщался при больших импульсных токах, возникающих, например, при пробое одного из конденсаторов.

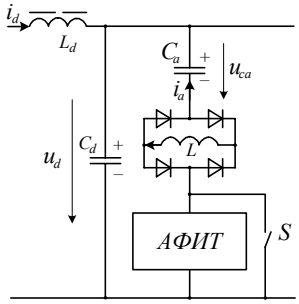


Рис. 11. Защита АФИТ в переходных и аварийных режимах

Вольтодобавочный преобразователь принимает на себя функции облегчаемого дросселя L_d не только в установившихся, но и в аварийных режимах, обеспечивая быстродействующее ограничение тока i_d. Для этого при достижении током i_d заданного верхнего порога все тиристоры моста выключаются, и в цепь тока вводится не показанный на рис. 7 резистор с последующим возвратом в исходное положение при достижении заданного нижнего порога [3]. Чтобы сохранить эти функции при наиболее распространённых отказах, связанных с пробоем ключей коммутатора, их целесообразно исполнить в виде параллельного соединения нескольких приборов с индивидуальными плавкими предохранителями. Для срабатывания предохранителя в повреждённой ветви должна прекращаться подача запираемых импульсов на тиристоры короткозамкнутого контура.

6. Результаты моделирования

Моделирование производилось с целью проверки основного вывода данной работы, указывающего на то, что при совместном действии вольтодобавки и АФИТ возможно примерно на порядок сократить требуемую индуктивность основного фильтрового дросселя на выходе.

Основные данные MATLAB-модели: $L_d = 0.45\cdot10^{-3}$ Гн (в десять раз меньше рекомендуемого в [12]), $C_d = 0.2\cdot10^{-3}$ Ф, $C_{\text{а}} = 0.2\cdot10^{-3}$ Ф, i_{ad} = 100 А, i_d = 1600 А, $U_{\text{к}}$ = 3300 В, $f_{\text{ш}}$ = 1800 Гц, $f_{\text{ша}}$ = 7200 Гц. Система управления вольтодобавки содержит полосовые фильтры гармоник с номерами 2, 4, 6, 12 согласно (1) при k_y = 0.05 для k = 2 и 0.02 для остальных. Система управления АФИТ – фильтры гармоник с номерами 18, 24, 36 согласно (2) при

k_y = 0.001. Основной регулятор напряжения интегрального типа с косвенной дифференциальной коррекцией по току конденсатора C_d.

На рис. 12 показано напряжение нагрузки при максимально допустимом по стандарту коэффициенте несимметрии напряжения питания 2 % и 10 %-ной разнице выходных напряжений преобразовательных блоков 12-типульсного основного выпрямителя. Результирующее псофометрическое напряжение не превышает допустимого значения 4 В и образовано, в основном, 6-й, 12-й и 36-й гармониками частоты сети. Дополнительно установлен параллельный резонансный контур $C_р$ = $0.05 \cdot 10^{-3}$ Ф и $L_р$ = $9.8 \cdot 10^{-6}$ Гн для улучшения фильтрации первой гармоники ШИМ в АФИТ, хотя в этом нет принципиальной необходимости.

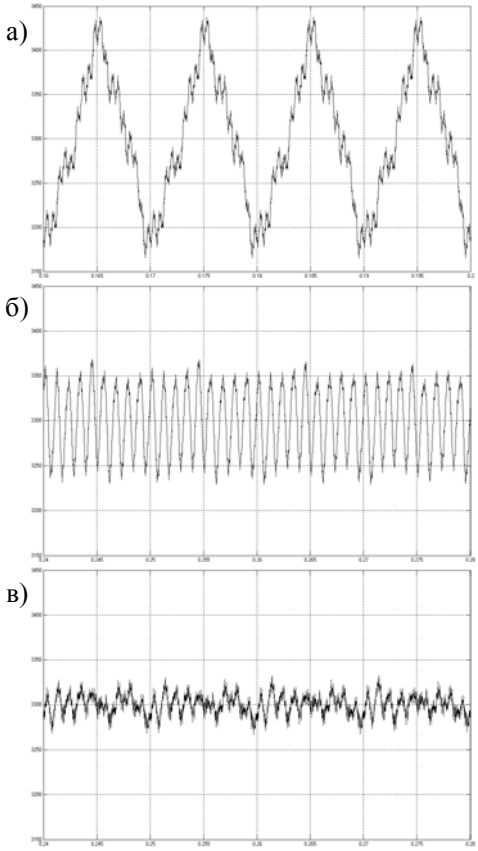


Рис. 12. Напряжение нагрузки в установившемся режиме:
а – при разомкнутых каналах гармоник активных фильтров; б – при замкнутом канале гармоник вольтодобавки; в – при замкнутых каналах гармоник вольтодобавки и АФИТ

7. Выводы

1. При комбинации последовательного активного фильтра, в функции которого выступает вольтодобавочный преобразователь, и параллельного активного фильтра возможно снижение примерно на порядок требуемой индуктивности основного пассивного звена – фильтрового дросселя.

2. В параллельном АФ целесообразно использование инвертора тока, что позволяет исключить одну инерционность и повысить устойчивость системы против низкочастотных автоколебаний.

3. Между последовательным и параллельными звеньями АФ целесообразно разделение функций по частоте подавляемых гармоник: гармоники с частотами до 600 Гц подавляет последовательное звено, а более высокочастотные – параллельное.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. 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, 2007, № 4. – С. 76-80.
2. 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.
3. Гончаров Ю. П. Тяговий випрямляч з реверсивним вольтододатком на запираємих напівпровідникових приладах / Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко, В. В. Божко // Технічна електродинаміка, 2007, № 6.
4. Шербак Я. В. Замкнутые системы компенсации неканонических гармоник полупроводниковых преобразователей. – Харьков: Транспорт Украины, 1999. – 155 с.
5. Бурков А. Т. Электронная техника и преобразователи. – М.: Транспорт, 2001. – 464 с.
6. Гончаров Ю. П. Зависимости между входными и выходными гармониками в автономных инверторах // Электричество, 1971, № 2. – С. 53 – 57.
7. Браун М. Источники питания. Расчёт и конструирование. Пер. с англ. – К., 2005. – 279 с.
8. Никитин А. В. Полупроводниковые преобразователи с активными фильтрами для питания аппаратуры связи. Дис. канд. техн. наук, 1998.
9. Хворост Н. В. Силовые активные фильтры для систем частотно-регулируемого привода на электрическом транспорте / Н. В. Хворост, Ю. П. Гончаров, Ю. В. Чурсина // Технічна електродинаміка – К.: Ін-т електродинаміки НАН України, 2006. – Темат. вип. «Силова електроніка та енергоефективність». – ч. I, С. 19 – 26.
10. Гончаров Ю. П. Перетворювальна техніка, ч. 2 / За ред. В. С. Руденка / Ю. П. Гончаров, С. В. Будьоний, В. Г. Морозов, М. В. Панасенко, В. Я. Ромашко, В. С. Руденко. – Харків: Фоліо, 2000. – 357 с.
11. Гончаров Ю. П. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу / За ред. Ю. П. Гончарова / Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко, А. І. Семененко, М. В. Хворост. – Харків: НТУ «ХПІ», 2007. – 190 с.
12. Барковский Б.С. Двенадцатипульсные полупроводниковые выпрямители тягових подстанций / Под ред. М. Г. Шалимова / Б. С. Барковский, Г. С. Магай, В. П. Маценко и др. – М.: Транспорт, 1990. – 127 с.

Поступила в редколлегию 11.02.2008.