

Ю. П. ГОНЧАРОВ, В. В. ЗАМАРУЕВ, В. В. ИВАХНО, Р. И. ЛЮБИЧ (НТУ «ХПИ»),  
Н. В. ПАНАСЕНКО (ДНДЦ УЗ)

## МИНИМИЗАЦИЯ ФИЛЬТРОВОГО ОБОРУДОВАНИЯ ТЯГОВЫХ ПОДСТАНЦИЙ С ПОМОЩЬЮ ВОЛЬТОДОБАВОЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Розглянуто структуру джерела живлення тягової підстанції постійного струму напругою 3,2 кВ. Показано, що дросель вихідного фільтра тягової підстанції з використанням вольтодобавочного перетворювача можна виключити. Розроблено динамічну модель вольтодобавочного перетворювача, визначено його характеристики як активного фільтра.

Рассмотрена структура источника питания тяговой подстанции постоянного тока напряжением 3,2 кВ. Показано, что дросель выходного фильтра тяговой подстанции с использованием вольтодобавочного преобразователя можно исключить. Разработана динамическая модель вольтодобавочного преобразователя, определены его характеристики как активного фильтра.

The structure of traction substation 3,2 kV DC power source is considered. It is shown that the output filter choke of traction substation with voltage added converter may be excluded. A dynamic model of voltage added converter is developed, its features, as an active filter, are described.

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

Известно, что к тяговым подстанциям железных дорог, электрифицированных на постоянном токе, предъявляются жесткие требования по уровню пульсаций выходного напряжения. Действующее психофизическое значение напряжения не должно превышать 4 В при номинальном значении постоянной составляющей 3300 В [1]. Традиционное средство обеспечения столь низких относительных пульсаций состоит в использовании мощных пассивных фильтров, в которых самым дорогостоящим и громоздким элементом являются последовательный дроссель. По стоимости и массе этот элемент соизмерим с силовым трансформатором. Достижения силовой электроники позволяют радикальным образом сократить массу фильтров, а при использовании предлагаемой схемы с вольтодобавочным преобразователем вовсе исключить дроссель (рис. 1). Его роль при сглаживании пульсаций выполняет ВП, который работает с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и действует как основной активный фильтр (АФ) [2].

При частоте переключений IGBT, равной 1200 Гц, что соответствует результирующей частоте ШИМ 4800 Гц, можно подавить гармоники выходного напряжения основного выпрямителя до 30-й включительно. Для сглаживания более высокочастотных пульсаций ОБ, а также пульсаций с частотой ШИМ ВП достаточно, как показано в настоящей работе, «естественной» индуктивности  $L_d$  обмоток трансформато-

ра, питающих основной выпрямитель. При допущении о нулевой продолжительности коммутаций она совпадает с индуктивностью рассеяния двух фаз трансформатора

$$\omega_c L_d = 2x_s^* z = \pi/3 x_s^* u_{dN}/i_{dN}, \quad (1)$$

где  $\omega_c$  – угловая частота питающей сети;  $u_{dN}$  и  $i_{dN}^*$  – номинальные выходные напряжение и ток;  $x_s^*$  – относительное индуктивное сопротивление рассеяния (напряжение короткого замыкания) трансформатора;  $z$  – сопротивление номинальной нагрузки фазы, как отношение номинального напряжения фазы  $U = \pi/(3\sqrt{6})u_{dN}$  к номинальному току фазы  $I = \sqrt{2/3}i_{dN}$ . Например, при  $x_s^* = 0,08$ ,  $u_{dN} = 3300$  В,  $i_{dN} = 1600$  А имеем  $L_d \approx 550$  мкГн, что примерно на порядок меньше рекомендуемого значения индуктивности фильтрового дросселя. В остающейся после исключения фильтрового дросселя части пассивного фильтра достаточно применить конденсатор  $C_d \approx 400$  мкФ, ёмкость которого примерно соответствует рекомендуемым значениям.

В связи с предельно малым значением последовательной индуктивности, а, значит, малым запасом энергии в ней, улучшается качество переходных процессов при пуске и отключении аварийных токов в контактной сети, а функцию кратковременного ограничения токов короткого замыкания принимает на себя узел КТО. В режиме короткого замыкания и при пуске вводится токоограничивающий резистор,

который в установившихся режимах шунтируется GTO-тиристором узла КТО.

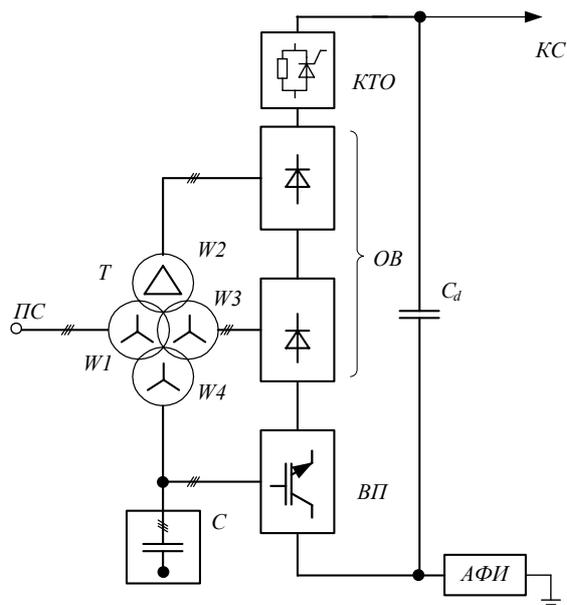


Рис. 1. Структура источника питания тяговой подстанции:

ПС – питающая сеть; Т – силовой трансформатор; ОВ – основной выпрямитель; ВП – вольтодобавочный преобразователь; С – входной фильтр ВП; КТО – узел кратковременного токоограничения;  $C_d$  – выходной фильтр; КС – контактная сеть; АФИ – последовательный активный фильтр

Вольтодобавочный преобразователь также позволяет осуществить плавное регулирование выходного напряжения в пределах  $\pm(10...15)\%$  и повысить коэффициент мощности питающей сети до значения  $0,98...0,99$ . ВП действует как обратимый преобразователь со структурой «выпрямитель напряжения – инвертор тока», что позволяет получить двуполярное выходное напряжение и при заданном диапазоне регулирования  $\Delta u_d$  выходного напряжения сократить максимальное выходное напряжение вольтодобавки до значения  $\Delta u_d/2$ . Для этого в коммутаторе вольтодобавочного преобразователя (рис. 2) должны использоваться двухквadrантные ключи с обратной блокирующей способностью по напряжению, а в случае использования одноквadrантных ключей необходимо введение последовательных диодов.

Некоторым недостатком предлагаемого решения является повышенная частота ШИМ. При использовании современных IGBT на ток  $3,6\text{ кА}$  и напряжении  $1700\text{ В}$  коммутационные потери достигают значения  $70\%$  от потерь проводимости, что затрудняет отвод тепла. Частоту ШИМ можно сократить вдвое, дополняя схему с вольтодобавочным преобразователем маломощным последовательным активным

фильтром АФИ, показанным на рис. 1. Введение АФИ, кроме сокращения коммутационных потерь, позволяет дополнительно сократить примерно на порядок уровень гармоник напряжения в КС.

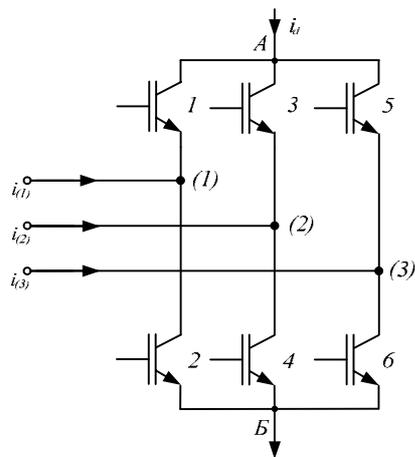


Рис. 2. Коммутатор ВП

Снижение инерционности выходной цепи при исключении силовых магнитных элементов требует разработки специальных алгоритмов управления, что и составляет задачу настоящей работы.

## 2. ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ КОММУТАТОРА ВП

Она необходима для анализа динамических свойств ВП, работающего в качестве АФ. Возможны различные алгоритмы управления коммутатором выпрямителя напряжения [3, 4]. Однако динамические свойства мало зависят от особенностей конкретного алгоритма и могут быть пояснены на примере алгоритма, предлагаемого в [4]. При этом управляющее воздействие влияет на амплитуду трёхфазной системы синусоидальных токов задания  $i_{3(1)} - i_{3(3)}$  на входе ВП (амплитуду результирующего вектора), которую для решения задач настоящей работы достаточно принять совпадающей по фазе с напряжением (рис. 3, а). Номер фазы указан в скобках. В выходном напряжении  $u_d$  чередуются импульсы, когда точки АБ подключены парой ключей разных фаз к одному из трёх линейных входных напряжений и паузы, когда точки АБ соединены парой ключей одной из фаз накоротко. Процессы на интервалах импульсов анализируются, принимая допущение о малости периода ШИМ  $T_{ш}$  в сравнении с периодом сети  $T_c = 2\pi/\omega_c$ , что позволяет пренебречь изменением напряжений и токов задания внутри периода ШИМ. Тогда на периоде ШИМ в каждой фазе проводит ток  $i_d$  тот из ключей, направление проводимости которого соответ-

ствуется требуемому направлению входного тока и относительная длительность интервала его проводимости равна относительному току  $i_{z(m)}/i_d$ .

Рассмотрим тот период ШИМ, в котором находится точка максимума одного из фазных напряжений ( $t_1$  на рис. 3, а). На этом периоде ключ 1 проводит совместно с 4 и 6, а на выход в равной пропорции по длительности поступают линейные напряжения  $u_{(12)} = u_{(1)} - u_{(2)}$  и  $u_{(13)} = u_{(1)} - u_{(3)}$ . С учётом допущения о малости периода ШИМ они имеют одинаковую величину  $\sqrt{3}/2$  от амплитуды (рис. 3, б).

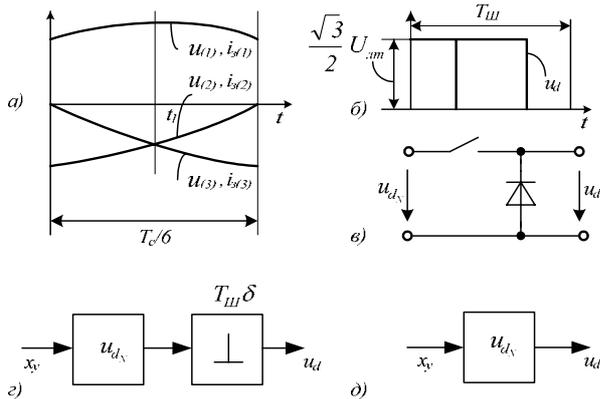


Рис. 3 Приведение преобразователя рис. 2 к эквивалентному понижающему ШИП: а – входные напряжения и токи задания на периоде повторяемости параметров коммутатора  $T_c/6$ ; б – эквивалентное выходное напряжение на периоде ШИМ –  $T_{ш}$ ; в – эквивалентный ШИП; з, д – импульсная и непрерывная модели коммутатора ВП

На других периодах ШИМ, располагающихся слева и справа относительно  $t_1$ , выходное напряжение примерно сохраняет среднее значение, поскольку суммарная длительность импульса, определяемая относительным током  $i_{z(m)}/i_d$ , почти постоянна, а увеличение одного из линейных напряжений компенсируется снижением второго. Поскольку, далее, интервал  $T_c/6$  является периодом повторяемости процесса по отношению к выходному напряжению, то можно принять, что выходное напряжение имеет форму приведенную на рис. 3, б для всех периодов ШИМ, и тогда ВП по характеру процессов не отличается от простого понижающего широтно-импульсного преобразователя (ШИП) (рис. 3, в). В том, что входное напряжение эквивалентного ШИП равно номинальному выходному напряжению  $u_{dN}$  фактического преобразователя, нетрудно убедиться, приравняв активные мощности на входе и выходе при максимальном коэффициенте заполнения  $3/2 U_m I_m = u_{dN} i_d$ , откуда с учётом  $I_m = i_d$  имеем

$$u_{dN} = 3/2 U_m = \sqrt{3}/2 U_{lm}, \quad (2)$$

где  $U_m$  и  $I_m$  – амплитудные значения фазного напряжения и тока на входе.

Следовательно, как и в понижающем ШИП, приращение выходного напряжения при бесконечно малом приращении относительного управляющего сигнала  $x_y$  имеет форму бесконечно короткого импульса с вольтсекундной площадью  $u_{dN} T_{ш} \Delta x_y$ , что соответствует эквивалентной схеме рис. 3, г. Импульсный элемент  $\delta$  имеет, по определению, единичную площадь мгновенных импульсов, а при их усреднении на периоде  $T_{ш}$  получаем непрерывную модель коммутатора рис. 3, д.

Таким образом, линеаризованный коммутатор ВП является по отношению к относительному управляющему сигналу пропорциональным звеном с передаточным коэффициентом  $u_{dN}$ . Следовательно, согласно известной теореме Котельникова, ВП как АФ может компенсировать гармоники ОВ при частотах до половины частоты ШИМ.

### 3. ХАРАКТЕРИСТИКИ ВП, КАК АКТИВНОГО ФИЛЬТРА

На рис. 4, а показана общая структура системы при замещении вольтодобавочного преобразователя понижающим ШИП. Источник э.д.с.  $e$  замещает генератор подавляемых гармоник. Сигнал ошибки активного фильтра  $\Delta u = e - u_d$  фиксируется датчиком напряжения и поступает на вход канала активной фильтрации, имеющего передаточную функцию  $W$  и формирующего управляющий сигнал  $u_y$  ШИМ-контроллера.

Замещающий ШИП вместе с ШИМ-контроллером линейной моделью (рис. 3, г), получаем эквивалентную схему рис. 4, б. Переходя к непрерывной модели рис. 3, д, получаем передаточную функцию замкнутой системы на низких частотах

$$W_3 \approx \Delta u / e = (1 + u_{dN} W)^{-1}. \quad (3)$$

Коэффициент подавления активного фильтра равен отношению модулей сигналов  $e$  и  $\Delta u$

$$k_n = |e / \Delta u| = |1 + u_{dN} W| \approx u_{dN} |W|. \quad (4)$$

Теоретически должны подавляться все гармоники основной частоты  $f_0 = 50$  Гц с шагом по номеру гармоники  $n = 1$ . Практически достаточно подавить все четные гармоники, и тогда шаг по отношению к основной частоте  $n = 2$ . За исключением нескольких наиболее выделяющихся (канонических) гармоник, достаточно иметь  $k_n$  порядка 10.

Импульсное напряжение  $u_d$  содержит широкий спектр высокочастотных гармоник ШИМ, которые не могут быть подавлены и играют

роль высокочастотной помехи. Поэтому передаточная функция  $W$  должна обладать свойствами фильтра низких частот (ФНЧ).

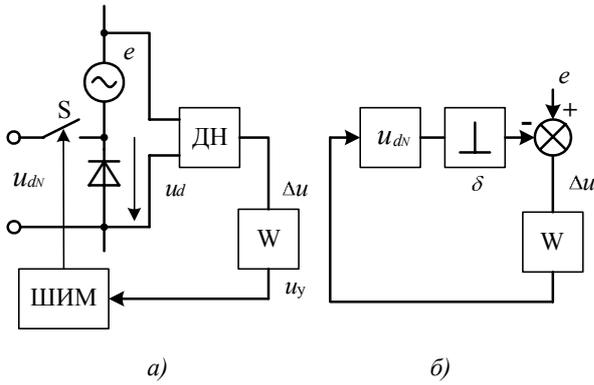


Рис. 4. Общая структура системы:  
а – структура системы активной фильтрации;  
б – линеаризованная модель

Рассмотрим два крайних по этому фактору случая.

Простейшим ФНЧ (широкополосным) является интегрирующее звено.

$$W = k/p, \quad |W| = k/\omega, \quad (5)$$

где  $k$  – коэффициент усиления интегратора,  $\omega$  – частота подавляемой гармоники.

Известно, что фактором, ограничивающим величину коэффициента усиления, являются субгармонические колебания, обусловленные тем, что преобразователь действует на непрерывную часть системы с помощью импульсов («толчков»), учитываемых импульсным элементом  $\delta$ . При  $W$  согласно (5) граничное по условию устойчивости произведение передаточных коэффициентов пропорциональных звеньев в замкнутом контуре рис. 4, б равно двум [4]  $u_{dN} T_{ш} k = 2$ , что дает

$$k_{п} = 2/(T_{ш} \omega) = (\pi \omega^*)^{-1}, \quad (6)$$

где  $\omega^* = \omega/\omega_{ш}$  – частота подавляемой гармоники в отношении к частоте ШИМ.

Например, при  $f_{ш} = 2400$  Гц, что соответствует приемлемым коммутационным потерям при использовании IGBT и  $k_{п} = 10$ , имеем  $\omega^* = 3,2 \cdot 10^{-2}$  и  $f = 76$  Гц. Таким образом, при использовании широкополосного фильтра можно удовлетворительно подавить только основную частоту 50 Гц, и умеренное усложнение передаточной функции фильтра в рамках широкополосной концепции не вносит качественных изменений.

Другим крайним случаем является использование параллельного соединения узкополосных фильтров, электрический эквивалент каждого из которых соответствует рис. 5.

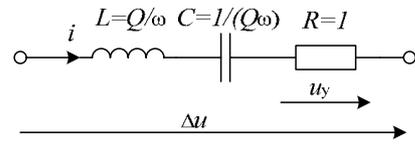


Рис. 5. Электрический эквивалент узкополосного фильтра

На резонансной частоте  $\omega$  результирующее сопротивление реактивной части фильтра равно нулю, и поэтому передаточная функция равна единице. При отклонении от нее за счет возникающей разницы индуктивного и емкостного сопротивления модуль передаточной функции при достаточно высокой добротности быстро падает. Для получения заданного коэффициента усиления  $k$  на резонансной частоте необходимо дополнить фильтр рис. 5 пропорциональным звеном, что согласно (4) дает

$$x_y = k u_y, \quad k_{п} = u_{dN} k. \quad (7)$$

На высоких частотах, в том числе на частоте субгармонических автоколебаний, можно при определении тока  $i$  учитывать лишь сопротивление дросселя  $pL$ , что для всей цепи параллельно соединенных фильтров отдельных гармоник даст

$$W = k / (Qp) \Sigma \omega, \quad (8)$$

где принято, что коэффициент усиления  $k$  для всех параллельно соединенных фильтров одинаков.

При достаточно большом количестве параллельных звеньев дискретную сумму их резонансных частот  $\omega$  можно приближенно заменить интегралом согласно равенствам

$$\Sigma \omega = \frac{1}{\Delta\omega} \Sigma (\omega \Delta\omega) \approx \frac{1}{\Delta\omega} \int_0^{\omega_b} \omega d\omega = \frac{\omega_b^2}{2\Delta\omega}, \quad (9)$$

где  $\omega_b$  и  $\Delta\omega$  – верхний предел частоты подавляемой гармоники и шаг по этой частоте.

Из (8) следует, что по отношению к автоколебаниям узкополосный фильтр обладает свойствами интегрирующего звена, как и рассматривавшийся выше широкополосный. Следовательно, можно применить тот же критерий устойчивости, что с учетом (4) дает

$$u_{dN} T_{ш} (k/Q) \omega_b^2 / (2\Delta\omega) = 2;$$

$$k_{п} = 2/\pi (\Delta\omega^* Q/\omega_b^*), \quad (10)$$

где величина  $k$  найдена из первого уравнения (10) как условия устойчивости и подставлена как  $|W|$  на резонансной частоте в (4). В качестве базиса для относительных частот, обозначенных звездочкой, вновь принята частота ШИМ.

Как следует из (10), основным фактором повышения коэффициента подавления при узкополосных фильтрах является возможность принять высокую добротность  $Q$ , что делает такие фильтры малопроницаемыми для высокой частоты автоколебаний. Ограничением является уход частоты сети  $f_c$  от номинального значения 50 Гц. Без автоподстройки частот фильтров, которая сильно усложняет алгоритм управления, можно принять  $Q = 50$ . Примем также  $\omega_b^* = 0,5$  согласно теореме Котельникова, а также допустим, что подавляются все гармоники частоты сети, то есть шаг  $\Delta\omega_b = f_c/f_{ш}$ . Тогда при  $f_{ш} = 2400$  Гц найдем  $k_{п} = 2,65$ , что недостаточно. Если снизить вдвое верхний предел подавляемых частот (до частоты 12-й гармоники сети, т.е. до 600 Гц), то получим приемлемый коэффициент подавления  $k_{п} \approx 10$ . Его можно повысить еще вдвое, подавляя только четные гармоники сети, что повышает в 2 раза величину  $\Delta\omega^*$ . Для повышения эффективности подавления как более высоких частот, так и частот основной полосы можно применить дополнительный маломощный активный фильтр, подключенный последовательно на выход за конденсатором силового фильтра (АФИ на рис. 1). Применяя в этом фильтре ШИМ с частотой 20...40 кГц и быстродействующие полевые транзисторы при широкополосном ФНЧ согласно рекомендациям работы [5] можно получить величину коэффициента подавления порядка 1 В, что соответствует допустимым нормам.

#### 4. УЧЕТ СПЕЦИФИКИ БЕЗДРОССЕЛЬНОГО ВЫХОДНОГО ФИЛЬТРА

Основная особенность системы без дросселя выходного фильтра состоит в том, что сигнал ошибки  $\Delta u = e - u_d$  (рис. 4, а), в котором ошибка регулирования активного фильтра выделяется с минимальным запаздыванием, при использовании «внутреннего» дросселя недоступен для непосредственного измерения. Одним из вариантов его получения является вычисление сигнала ошибки по текущим значениям напряжения  $u_c$  на конденсаторе и выходного тока  $i_d$  коммутаторов

$$\Delta u = u_c - L_d di_d/dt. \quad (11)$$

Поскольку при этом необходимо дифференцирование сигнала  $i_d$ , то требуются дополнительные средства повышения помехозащищенности. В качестве одного из таких средств можно использовать усреднение в нескольких текущих точках на периоде ШИМ, что снижает импульсные помехи с частотой ШИМ.

Компьютерное моделирование источника питания тяговой подстанции (рис. 1) с вольто-

добавочным преобразователем, использующим коммутатор (рис. 2) и предложенные способы построения системы управления, подтвердило достоверность и эффективность предлагаемых рекомендаций.

#### ВЫВОДЫ

1. При использовании вольтодобавочного преобразователя на запираемых полупроводниковых приборах в качестве активного фильтра возможно полностью исключить дроссель выходного фильтра, возложив его функции на индуктивность рассеяния двух фаз сетевого трансформатора в основном выпрямителе.

2. Получена динамическая модель вольтодобавочного преобразователя, замещающая его понижающим ШИП, и непрерывная модель системы узкополосных управляющих фильтров на высоких частотах, что в совокупности позволяет выполнить простую приближенную оценку допустимых по устойчивости коэффициентов усиления канала подавления гармоник.

3. При частоте переключений полупроводниковых приборов вольтодобавки порядка 1200 Гц можно получить приемлемый гармонический состав выходного напряжения без дополнительных средств, а при меньшей частоте целесообразно применять дополнительный маломощный активный фильтр, который вводится последовательно в выходную цепь после конденсатора пассивного фильтра.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Бурков, А. Т. Электронная техника и преобразователи [Текст] : учеб. для вузов ж.д. транспорта / А. Т. Бурков. – М.: Транспорт, 2001. – 464 с.
2. Обратимый преобразователь вольтодобавочного типа для тяговых подстанций электрифицированных железных дорог [Текст] / Н. В. Панасенко и др. // Залізн. трансп. України. – 2007. – № 4. – С. 76-80.
3. PWM regenerative rectifiers: State of the art [Текст] / J. R. Rodriguez et al. // IEEE Trans. on industrial electronics. – Feb. 2005. – V. 52, No. 1. – P. 5-22.
4. Перетворювальна техніка [Текст]. – Ч. 2 / Ю. П. Гончаров та ін.; за ред. В. С. Руденка. – Х.: Фолю, 2000. – 357 с.
5. Хворост, Н. В. Силовые активные фильтры для систем частотно-регулируемого привода на электрическом транспорте [Текст] / Н. В. Хворост, Ю. П. Гончаров, Ю. В. Чурсина // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск: Силова електроніка та енергоефективність, Ч. 1. – 2006. – К.: Інститут електродинаміки НАН України. – С. 19-26.

Поступила в редколлегию 16.12.2008.