

В.Г. Сыченко,

(Украина, Днепропетровск, Днепропетровский национальный университет железнодорожного транспорта, имени акад. В.А. Лазаряна)

Е.И. Сокол, Ю. П. Гончаров, д-ра техн. наук, В. В. Замаруев, В.В. Ивахно, С.Ю Кривошеев, канд.-ти. техн. наук, Н.В. Данилов, К.Г. Смирнов

(Украина, Харьков, Харьковский политехнический институт)

ВЫПРЯМИТЕЛИ С КОМБИНИРОВАННОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ ДЛЯ ПРИСОЕДИНЕНИЯ К СИСТЕМАМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА С ВЫРАЖЕННЫМИ РЕЗОНАНСНЫМИ СВОЙСТВАМИ

1. Постановка задачи работы

В системах распределенного питания контактной сети (КС) параллельно ей прокладывается высоковольтная продольная линия (ПЛ), например, кабельная [1-3]. Распределенная индуктивность и емкость ПЛ придают ей резонансные свойства на бесконечной совокупности частот вида

$$f_q = (2q + 1)f_1, \quad f_1 = \frac{1}{4\sqrt{LC}}, q=0,1,2 \quad (1)$$

где L и C – суммарные значения индуктивности и емкости линии; f_1 – основная резонансная частота; $k = 2q + 1$ – номер резонансной гармоники, который для слабонагруженной ЛЭП принимает все нечетные значения [4]. Соотношение (1) будет получено также в разделе 5 данной работы, как частный случай приведенных там равенств. Резонансные свойства играют существенную роль при использовании в ПЛ повышенной частоты, соизмеримой с основной резонансной частотой. При питании КС от ПЛ через выпрямители из ПЛ потребляется несинусоидальный ток, содержащий широкий спектр высших гармоник. Это ведет к радикальным нарушениям в работе системы.

Возможны различные приемы для борьбы с резонансом. Один из них состоит в использовании средств управления. Однако этот способ не только требует управляемых приборов в коммутаторе выпрямителя, но и возможности реализации с их помощью высокочастотной широтно-импульсной модуляции (ШИМ), что значительно удорожает выпрямительный агрегат. В данной статье рассматривается иной способ подавления резонанса, который может быть назван параметрическим. Его можно применить даже в том случае, когда в основе выпрямителя лежит неуправляемый коммутатор на диодах.

2. Параметрический способ подавления резонанса в системе с распределенной выпрямительной нагрузкой

Он состоит в том, что выпрямитель должен обладать малым сопротивлением на высоких частотах относительно точек подключения к ПЛ. В результате

в месте подключения выпрямителя создается эквивалент режима короткого замыкания для возникающих резонансных гармоник. При наличии нескольких выпрямителей, располагающихся с определенным шагом по длине ПЛ, она распадается на совокупность невзаимодействующих друг с другом отрезков с меньшими значениями параметров L , C , что, согласно (1), приводит к повышению резонансных частот, сокращению их количества и снижению амплитуды колебаний. Последнее обусловлено, в частности, тем, что амплитуды возбуждающих гармоник падают с увеличением их номера в потребляемом несинусоидальном токе. Механическим аналогом рассматриваемой ПЛ является струна, которая, кроме двух крайних точек, прижимается к твердому основанию еще и в промежуточных точках; при этом возрастает частота колебаний получающихся коротких отрезков и снижается амплитуда колебаний.

3. Выпрямители с комбинированной фильтрацией

Режим короткого замыкания на высоких частотах создается на входе выпрямителя при чисто емкостном фильтре. Большой фильтровой конденсатор C_d присоединяется ко входу ключами коммутатора и, обладая малым сопротивлением на высоких частотах, создает эффект, близкий к короткому замыканию. Однако при чисто емкостном фильтре потребляемый ток имеет, как известно, неблагоприятную импульсную форму с большим действующим значением. Поэтому предлагается взять за основу выпрямитель с LC-фильтром, который потребляет ток, близкий по форме к прямоугольнику (меандру), но шунтировать дроссель относительно маломощной параллельной цепью, обладающей на высоких частотах свойствами конденсатора. Через дроссель протекает основная составляющая выпрямленного тока с неувеличенным действующим значением на входе, а шунтирующая цепь обеспечивает малое динамическое сопротивление относительно входных зажимов. Разумеется, шунтирующая цепь не должна препятствовать исполнению фильтровой функции дросселя, заключающейся в поглощении разницы между выпрямляемым и выпрямленным напряжением. Тогда достигаемый эффект будет равносителен наличию двух параллельно соединенных по выходу выпрямителей, из которых первый работает на большую нагрузку с LC-фильтром, а второй – на существенно меньшую (порядка 10%) отдельную нагрузку с C-фильтром. Определенные проблемы возникают при объединении двух нагрузок в одну. Первая трудность связана с тем, что при чисто емкостном фильтре он должен „отсекаться” от питающей сети диодами, запирающимися на тех интервалах времени, когда напряжение сети станет ниже напряжения на конденсаторе. Диоды основного коммутатора уже не могут использоваться для этой цели, так как они открыты весь полупериод непрерывным током параллельного фильтрового дросселя. Следовательно, в шунтирующей цепи должен быть отдельный диод $V_{ш}$. Во-вторых, на объединяемых нагрузках действует разное напряжение: на первой оно равно среднему значению выпрямляемого напряжения, выделяемому дросселем, а на второй нагрузке оно близко к амплитудному значению. Разность между выпрямлен-

ными напряжениями должен принять на себя источник ЭДС (дополнительный преобразователь) уравнивающий средние напряжения в параллельных цепях. Два варианта e_1 и e_2 их подключения показаны на рис.1.

Необходимо либо поднять выходное напряжение цепи с LC-фильтром, либо снизить напряжение цепи с чисто емкостным фильтром. Ясно, что комбинированное решение наиболее эффективно при выпрямлении напряжения с формой, близкой к меандру, поскольку у идеального меандра соотношение между амплитудным и средним значениями равно единице. Тем не менее, даже при идеальном меандре придется скомпенсировать разницу между падениями напряжения на внутренних сопротивлениях цепи источника питания, прежде всего, на индуктивном сопротивлении рассеяния трансформатора. При чисто емкостном фильтре это падение практически отсутствует, так как заряд конденсатора происходит спадающим током. Прямоугольная форма выпрямляемого напряжения также создает в системе ряд других энергетических выгод [5]. На фронтах выпрямляемого меандра, когда напряжение u_d становится меньше $u_n + e_2$, диод $V_{ш}$ запирается, отсоединяя на короткое время шунтирующую цепь. В остальное время он открыт, присоединяя емкость C_d к выходу основного диодного коммутатора.

4. Уравнивательный преобразователь

Из двух вариантов подключения уравнивательного преобразователя предпочтение в большинстве случаев следует отдать первому, при котором он вводится последовательно с дросселем фильтра и создает ЭДС e_1 . Он работает в выпрямительном режиме и действует по отношению к основному преобразователю, формирующему напряжение u_2 , как вольтодобавочный. Шунтирующая цепь при этом состоит только из диода $V_{ш}$. Ясно, что от введения уравнивательного преобразователя возрастает максимальное напряжение на нагрузке и максимальная отдаваемая мощность. Напротив того, при втором варианте исполнения уравнивательный преобразователь работает в инверторном режиме и действует как вольтовычитающий. Некоторое преимущество этого варианта состоит в значительно меньшей установленной мощности уравнивательного преобразователя, поскольку через шунтирующую цепь достаточно пропускать средний ток по-

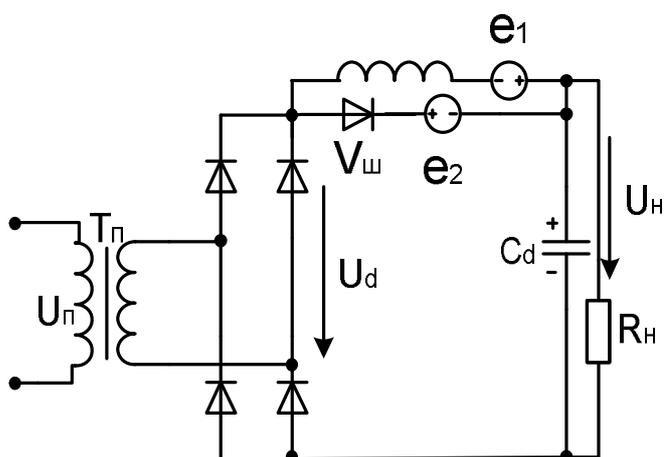


Рис.1. Схема выпрямителя с комбинированной фильтрацией: u_n - источник выпрямляемого напряжения; T_n - силовой трансформатор; $L_d C_d$ - выходной фильтр; e_1, e_2 - варианты уравнивательных преобразователей; R_n - эквивалент нагрузки

рядка (10-15)% от номинального тока нагрузки. Ниже рассматривается уравнительный преобразователь, исполняемый по первому варианту. Силовая схема выпрямителя при это соответствует рис 2, а. Уравнительный преобразователь состоит из полууправляемого коммутатора К, в котором управляемые приборы являются однооперационными тиристорами, и дополнительной обмотки W3 силового трансформатора. Процессы в уравнительном преобразователе описываются диаграммами рис 2, б-в при допущении об идеальном трансформаторе Т. Напряжение u_3 на третичной обмотке повторяет при этом по форме первичное напряжение u_n .

В начале каждого полупериода оба тиристора закрыты и ток i_d протекает через оба диода коммутатора К, замыкая выход коммутатора накоротко. В момент Q_1 открывается тот из тиристоров, направление проводимости которого согласно с текущей полярностью u_3 (VS2 при помеченной на рис 2, а полярности). Это ведет к запираанию нижнего диода и подаче напряжения u_3 на выход коммутатора. В момент Q_2 изменяющее полярность напряжение запирает VS2 и вновь будут открыты оба диода.

Процессы в отрицательный полупериод напряжения протекают аналогично. Использование продольных диодов в полууправляемом коммутаторе позволяет реализовать полный диапазон регулирования выходного напряжения при изменении α от 0 до π , в то время как при поперечных диодах было бы ограничение, связанное с необходимостью рассасывания носителей зарядов в тиристорах [6]. В схеме рис.2 запирающее напряжение приложено к тиристору в течении всего полупериода, что существенно при повышенных частотах. Среднее выпрямленное напряжение основного выпрямителя

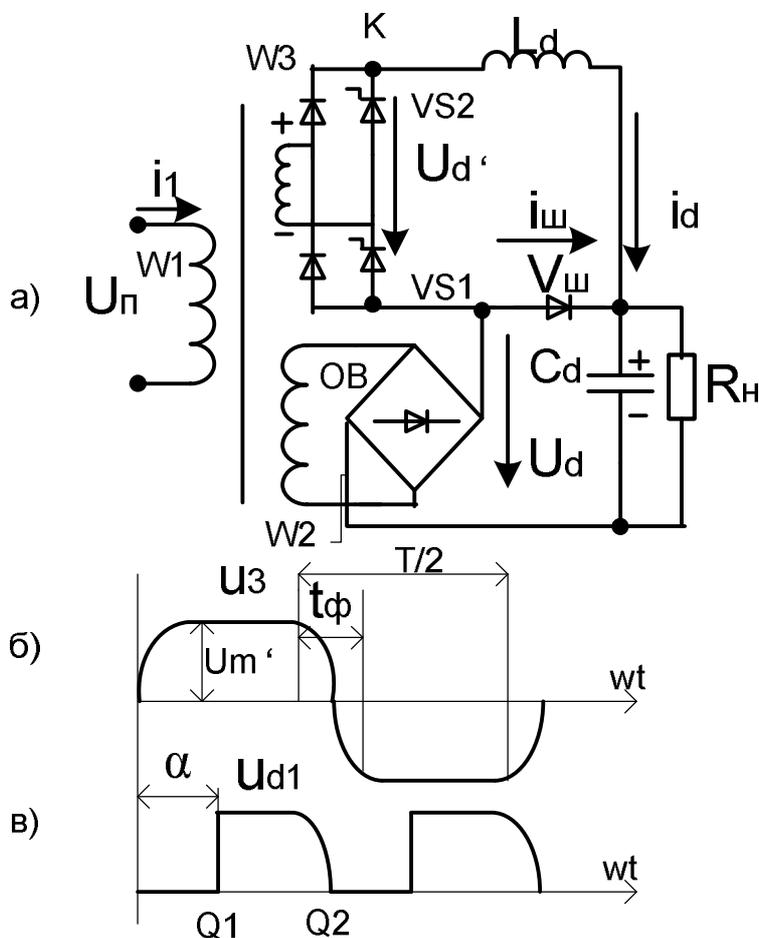


Рис.2. Выпрямители с комбинированной фильтрацией и вольтодобавочным уравнительным преобразователем

$$U_{do} = (k_C - U_{L^*}) \cdot U_m, \quad K_C = 1 - \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) t_{\phi}^*, \quad \Delta U_{L^*} = \frac{2}{\pi} X_S^*, \quad (2)$$

где K_C - отношение среднего значения к амплитудному для сигнала рис. 2.б, его дает средняя формула (2) при допущении синусоидальной формы фронтов;

$t_{\phi}^* = \frac{t_{\phi}}{(T/2)}$ - относительная длительность фронта; ΔU_{L^*} - относитель-

ное индуктивное падение напряжения; $X_S^* = \frac{X_S}{(U_m / I_m)}$ - относительное

индуктивное сопротивление рассеяния трансформатора на основной частоте ω , при этом базисное сопротивление равно отношению амплитуд номинального напряжения и тока вторичной обмотки. Выпрямленное напряжение моста К при $\alpha = 0$ должно скомпенсировать разницу между U_m и U_{do} :

$$U_{do}' = U_m - U_{do} \cong k_C U_m', \quad (3)$$

откуда определяется минимально необходимое U_m' . Желателен коэффициент запаса $k_3 = 1,1 - 1,2$ против минимально необходимого значения. Целесообразные значения $t_{\phi}^* = 0,2 - 0,3$. Управление уравнивающим преобразователем в пределах диапазона регулирования $0 < \alpha < \pi$ может быть организовано таким образом, чтобы поддержать заданный средний ток в шунтирующем диоде порядка (10-15)% от тока номинальной нагрузки. В режиме насыщения ($\alpha = 0$), который может наступить при больших токах нагрузки, доля тока шунтирующей цепи растет. В другом режиме насыщения ($\alpha = \pi$), который наступает при малых токах нагрузки, коммутатор К запирается и весь ток нагрузки принимает на себя шунтирующая цепь. Регулирование угла α способствует поддержанию более стабильного напряжения на нагрузке, что является дополнительным достоинством рассматриваемого выпрямителя.

5. Приближенная аналитическая оценка

По электромагнитной совместимости её можно рассматривать как иллюстрацию к выводам качественного характера, сделанным в разд.2. Кроме того, она позволяет оценить влияние несовершенства „закоротки” создаваемой выпрямителем на высоких частотах по причине наличия индуктивности рассеяния L_S в питающем трансформаторе.

Полагая выпрямительную нагрузку равномерно распределенной по длине ПЛ, можно, аналогично удельным параметрам L_y, C_y самой линии, ввести понятие удельной индуктивности рассеяния на единицу длины ПЛ:

$$L_{sy} = \frac{L_s}{l_n}, \quad (4)$$

где l_n - расстояние между пунктами питания КС.

Далее для оценки резонансных частот ПЛ можно применить известные соотношения для характеристик электрических цепей с распределенными параметрами [7]. Если пренебречь на высоких резонансных частотах сопротивлением выпрямителя с емкостным фильтром относительно входа коммутатора, то индуктивность L_{sy} окажется включенной параллельно собственной емкости кабеля C_y . Пренебрегая также удельным активным сопротивлением ПЛ, получаем для продольного сопротивления, поперечной проводимости на единицу длины линии, а также для коэффициента распространения.

$$Z_0 = pL_y, Y_0 = pC_y + \frac{1}{pL_{sy}}, \chi = \sqrt{Z_0 Y_0} = \sqrt{p^2 L_y C_y + \frac{L_y}{L_{sy}}}, \quad (5)$$

Учитывая, что других нагрузок, кроме выпрямителей, в ПЛ нет, можно принять в её уравнениях $I_2 = 0$ (режим разомкнутой линии) и тогда они записываются относительно напряжения и тока источника питания, согласно [7], следующим образом

$$U_1 = U_2 \operatorname{ch} \chi l, I_1 = \frac{U_2}{Z_C} \operatorname{sh} \chi l, \quad (6)$$

где Z_C - волновое сопротивление; l - длина ПЛ.

Входная проводимость ПЛ

$$Y_{\text{вх}} = \frac{I_1}{U_1} \frac{\operatorname{th} \chi l}{Z_C} = \frac{1}{Z_C} \cdot \frac{e^{2\chi l} - 1}{e^{2\chi l} + 1}, \quad (7)$$

Условие для резонансных частот ω_p (полюсов передаточной функции $Y_{\text{вх}}$) дает равенство нулю знаменателя последней дроби:

$$e^{2\chi l} = -1 \quad \text{или} \quad 2\chi l = j\pi(2q + 1), \quad q=0,1,2,\dots \quad (8)$$

Подставляя в (8) χ из (5), а также $p = j\omega_p$, получаем для искомым резонансных частот ω_p

$$\omega_p^2 = \frac{\pi^2}{4} \cdot \frac{(2q+1)^2}{L_y C_y l^2} + \frac{1}{L_{sy} C_y} = \omega_{pq}^2 + \omega_S^2, \quad (9)$$

где ω_{pq} - резонансные частоты собственно ПЛ, получающиеся при $L_{sy} = \infty$ (в других обозначениях их дает равенство (1)); ω_S – резонансная частота параллельного контура из индуктивности рассеяния трансформатора и емкости кабеля. Как следует из (9), шунтирование ПЛ выпрямительной нагрузкой действительно приводит к смещению резонансных частот ПЛ в более высокочастотную область: к каждой из резонансных частот ω_{pq} добавлена квадратично резонансная частота ω_S контура рассеяния. В пределе, при $L_{sy} \rightarrow 0$, добавляемая частота растет неограниченно и спектр резонансных частот выходит за пределы реально имеющегося спектра возбуждающих гармоник. Это достигается применением комбинированного выходного фильтра и снижением индуктивности рассеяния в питающих трансформаторах выпрямителей.

6. Результаты моделирования

...овалась система, состоящая из питающего преобразователя и индуктивного реактора напряжения вида рис. 2, б при основной частоте. При волновой настройке, что соответствует её длине l_n с помощью схемы рис. 2, а с ПИ-регулятором среднего тока шунта, амплитуда тока в индуктивном реакторе варьировалась в небольших пределах (порядка $\pm 5\%$) относительно значений от режима полуволновой настройки. Номинальный ток реактора был выбран к числу витков первичной обмотки трансформатора, равный $I_{\text{н}} = 10$ А при амплитуде напряжения питания $U_m = 23$ кВ. Индуктивность реактора была выбрана при сопротивлении ПЛ 55 Ом.

На рис 3, а для примера приведена машинограмма потребляемого тока для выпрямителя с чисто емкостным фильтром.

Из рис. 3, а видно, что потребляемый ток в основном имеет вид, соответствующий суммарному току в цепи, который состоит из тока в индуктивном реакторе и тока в шунтирующей цепи. Эта часть суммы с некоторой погрешностью относительно основной составляющей относительно большой нагрузки, связанной с индуктивной нагрузкой на С-катушке шунтирующей цепи.

На рис. 4, а-б приведены машинограммы напряжения на выходе выпрямителя (выходе кабелепровода) при отключенной и подключенной шунтирующей цепи. Как видно из рис. 4, а, при отключенной шунтирующей цепи, в первом случае напряжение на выходе выпрямителя сильно искажено колебательными процессами в кабеле. При подключенной шунтирующей цепи они подавляются, что согласуется с основным механизмом её работы. Этот эксперимент проводится при отклонении от полуволновой настройки на $- 5\%$, что ведет к усилению резонансных явлений.

Другие эксперименты, проведенные на модели, показали удовлетворительное совпадение результатов с приведенными выше рекомендациями и количественными соотношениями.

7. Выводы



Рис. 3. Потребляемый ток:
а - при чисто емкостном фильтре;
б - при комбинированном фильтре



Рис.4. Входное напряжение:
а - при LC-фильтре;
б - при комбинированном фильтре

1. Резонансные явления в продольной линии ведут к нарушению нормальной работы системы электроснабжения с промежуточным звеном повышенной частоты.

2. Использование выпрямителей с комбинированными LC- и C-фильтрами позволяет снизить чувствительность к резонансным явлениям за счет смещения спектра резонансных частот в более высокочастотную область, а также улучшить другие характеристики выпрямителей.

3. Совмещение двух параллельных звеньев фильтра при общей нагрузке достигается за счет введения относительно маломощного уравнивающего преобразователя в контур между параллельными звеньями.

Список литературы

1. Бадер М.П., Сыченко В.Г. Концепция обновления и перспективы технического развития систем тягового электроснабжения: Технічна електродинаміка, тем. випуск «Силова електроніка та енергоефективність». К., - 2009.- Ч.2, с. 88 - 93
2. Гончаров Ю.П., Замаруев В.В., Ивахно В.В., Кривошеев С.Ю., Чурсіна Ю.И., Данилов Н.В., Панасенко Н.В., Сыченко В.Г. Система распределенного питания с промежуточным звеном повышенной частоты для электрифицированных железных дорог: Материалы IV Международной научно-практической конференции «Электрификация железнодорожного транспорта» ТРАНСЭЛЕКТРО-2010», Мисхор 2010, с.59
3. Гончаров Ю.П., Сокол Є.І., Замаруев В.В., Иванов А.Е., Кривошеев С.Ю., Татарин Є.М., Марченко А.В. Управление преобразователями автономной системы передачи энергии однофазным переменным током квазипрямоугольной формы: Технічна електродинаміка, тем. випуск «Силова електроніка та енергоефективність». К., - 2009.- Ч.1, с. 27 - 30
4. Гончаров Ю.П., Замаруев В.В., Ивахно В.В., Кривошеев С.Ю., Данилов Н.В., Панасенко Н.В., Сыченко В.Г. Система распределенного питания на повышенной частоте с волновой настройкой для скоростных и грузонапряженных дорог постоянного тока: Тезисы IV Международной научно-практической конференции «Электромагнитная совместимость и безопасность на железнодорожном транспорте» (EMC&S-R), Днепропетровск 2011, с.33
5. Панасенко Н.В., Гончаров Ю.П., Замаруев В.В., Кривошеев С.Ю., Иванов А.Е., Морозов Л.Л., Сыченко В.Г. Преобразователь формы напряжения для систем электроснабжения контактной сети переменного тока. Вісник Дніпропетр. нац. ун-ту залізничного транспорту ім. акад. Лазаряна, вип. 29, Дніпропетровськ, 2009, с. 76-81
6. Гончаров Ю.П., Панасенко Н.В., Семененко О.І., Хворост М.В. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу. Харків, НТУ „ХПІ”, 2007, 190 с.
7. Ионкин П.А., Даревский А.И., Кухаркин Е.С. и др. Теоретические основы электротехники, т.І. Под ред. Ионкина П.А.: М. , Высшая школа”, 1976, 644с.

Рекомендовано до друку: доцентом Остапчуком О.В.