

УДК 629.123

Р. С. Федюк,
ст. преп.;

Ю. Ю. Ильинский,
нач. учебной части военно-морского отдела;

Д. И. Ибрагимов,
ст. преп.

РАЗРАБОТКА ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ОГРАНИЧЕНИЯ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ НА КОРПУС СУДНА

DEVELOPMENT OF POWER SUPPLY DEVICES FOR LIMITATIONS SHORT CIRCUIT ON THE SHIP'S HULL

В статье проанализированы причины и последствия однофазных замыканий на землю (на корпус судна). При всем разнообразии устройств для ограничения тока однофазного замыкания на землю выявлено, что наиболее эффективными являются дугогасящие реакторы, имеющие различные схемы включения. Большое значение в данном случае имеет измерение емкости сети, ряд вариантов измерения емкости приведен в работе. Подробно рассмотрено устройство для ограничения тока однофазного короткого замыкания, разработанное в Дальневосточном федеральном университете под руководством д-ра техн. наук Г. Е. Кувишинова. Рассмотрен источник питания данного устройства, который осуществляет преобразование переменного тока в постоянный и реализуется за счет использования полупроводниковых приборов (транзисторов и диодов) в мостовой схеме. Технический результат применения данного источника питания заключается в снижении массогабаритных показателей (по сравнению с ближайшими аналогами) для подключения управляемого выпрямителя напряжения к источнику напряжения переменного тока, в том числе массы и размера батареи конденсаторов токоограничивающих цепей, и повышении динамических показателей стадии неуправляемого заряда выходного конденсатора управляемого выпрямителя напряжения.

Article shows the reasons for and consequences of the single-phase ground fault (in the hull). For all the variety of devices to limit the current single-phase ground fault, it found that the most effective are Peterson coils having different switching circuits. Of great importance in this case is measuring the capacity of the network, is pleased options capacitance measurement is given in. A closer look at the device for limiting the current single-phase short circuit, developed in the Far Eastern Federal University under the direction of Doctor of Science G. E. Kuvshinov. Considered the power supply of the device that converts AC to DC, and is implemented through the use of semiconductor devices (transistors and diodes) in a bridge circuit. The technical result of application of this power supply is to reduce the weight and size parameters (compared to the closest analogues) for connecting the voltage controlled rectifier to the voltage source AC, including mass and size of the capacitor bank current limiting circuit, and improving the dynamic performance of the charge stage unmanaged the output capacitor voltage controlled rectifier.

Ключевые слова: короткое замыкание, корпус корабля, дугогасящий реактор, источник питания.
Key words: short-circuit, the ship's hull, arc suppression reactors, power supply.

Введение

Однофазные замыкания на землю являются преобладающим видом повреждений в электрических сетях среднего напряжения 6 – 10 кВ (75 – 90 % от общего числа электрических повреждений), которые сопровождаются электрической дугой, способной вызвать пожар и разрушить проводники тока в месте короткого замыкания (КЗ), из-за чего однофазное КЗ может перейти в двух- или трёхфазное [1], [2].

Подавляющее большинство нарушений нормальной работы сетей с изолированной нейтралью связано с локальным повреждением изоляции. В такой сети, даже при высоком сопротивле-

нии изоляции, через место КЗ может проходить значительный ток. Это происходит из-за большого значения суммарной ёмкости электрической сети относительно поверхности земли, и ток однофазного КЗ тем больше, чем больше значение указанной суммарной ёмкости и выше напряжение в электрической сети [3], [4].

Для обеспечения максимально возможной надежности работы сети необходимо, чтобы ток замыкания был настолько мал, чтобы в течение достаточно длительного времени, необходимого для поиска и устранения повреждения, можно было бы обойтись без отключения потребителей. Согласно правилам технической эксплуатации электростанций и сетей, допустимыми токами замыкания, не требующими немедленного отключения таких поврежденных присоединений, считаются токи: в воздушных сетях 6 – 20 кВ на железобетонных или металлических опорах и во всех сетях 35 кВ — не более 10 А; в воздушных сетях, не имеющих железобетонных или металлических опор, при напряжении 6 кВ — не более 30 А, при напряжении 10 кВ — не более 20 А, при напряжении 15 – 20 кВ — не более 15 А. Если токи превышают приведенные значения, требуется компенсация емкостного тока замыкания на землю.

Действующее значение тока КЗ быстро снижается до небольшого установившегося значения, если заземлить нейтральную точку электрической сети на землю через дугогасящий реактор (ДР), индуктивное сопротивление которого на частоте источника напряжения, питающего электрическую сеть, равно сопротивлению на этой частоте суммарной ёмкости всех трёх фаз электрической сети по отношению к земле [5], [6].

Эта ёмкость часто изменяется не только при возникновении однофазного замыкания, но и при изменении конфигурации сети, а также вследствие изменения длины какой-либо линии при манипуляции во время эксплуатации или под воздействием температуры, обледенения, колебаний частоты и по другим причинам. Поэтому индуктивность дугогасящего реактора необходимо постоянно поддерживать на значении, резонирующем с ёмкостью сети. Из-за этого реактор состоит из двух частей: регулируемого силового элемента и блока управления. Последний воздействует на силовой элемент так, чтобы его индуктивность изменялась вслед за изменением суммарной ёмкости электрической сети [7], [8].

Задача настоящей статьи состоит в том, чтобы разработать источник питания для устройства для ограничения тока однофазного КЗ на землю в электрической сети.

Основная часть

В Дальневосточном федеральном университете под руководством д-ра техн. наук, проф. Г. Е. Кувшинова было изобретено устройство для ограничения тока однофазного замыкания на землю (на корпус судна) [8], [9]. Электрическая структурная схема устройства 1 для ограничения тока однофазного КЗ на землю в электрической сети с незаземлённой нейтралью 2 показана на рис. 1. Блок 3 представляет собой источник трёхфазного напряжения. Блок 9 конденсаторов с ёмкостями имитирует ёмкостную проводимость фаз, по отношению к земле. Резистор R моделирует сопротивление цепи однофазного короткого замыкания на землю для фазы С. Индуктивным компонентом устройства 1 является блок 4, в состав которого входит блок 6 — электрический фильтр, блок 7 — умножитель, блок 8 — управляемый напряжением источник тока, блок 5 — командный блок.

При возникновении КЗ на нейтрали электрической сети появляется напряжение, которое поступает на вход электрического фильтра 6. Принципиальная схема фильтра, выполненного в виде фильтра нижних частот, показана на рис. 2.

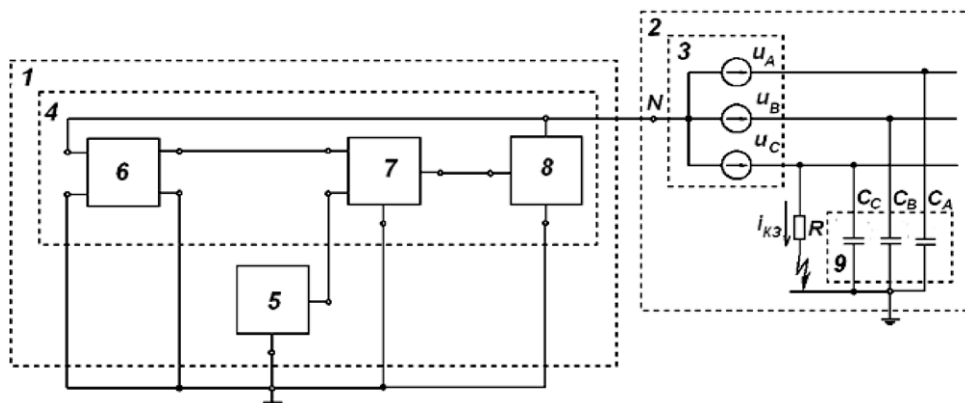


Рис. 1. Электрическая структурная схема устройства для ограничения тока однофазного замыкания

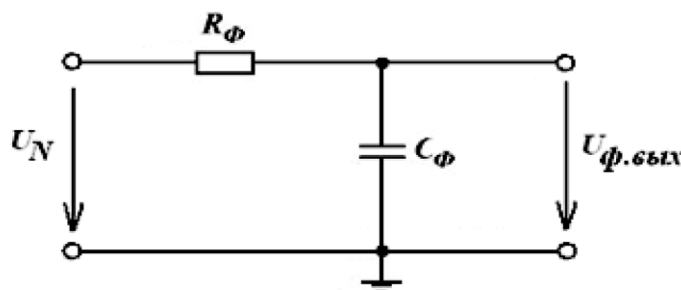


Рис. 2. Фильтр нижних частот

Передаточная функция фильтра, показанного на рис. 2, имеет вид

$$W_{RC}(s) = \frac{U_{\text{ф.вых}}(s)}{U_N(s)} = \frac{1}{1 + \tau s}, \quad (1)$$

где $\tau = R_{\text{ф}} N_{\text{ф}}$ — постоянная времени фильтра. Эта постоянная времени во много раз превосходит величину, обратную круговой частоте ω_1 источника 3. Поэтому при круговых частотах, удовлетворяющих условию $\omega \geq \omega_1$, амплитудная и фазовая частотные характеристики фильтра б, которые получаются после подстановки $s = j\omega_1$ в передаточную функцию (1), имеют малые отличия от аналогичных характеристик идеального интегратора с передаточной функцией $1/(\tau s)$.

Выходное напряжение фильтра, представленное в комплексной форме,

$$U_{\text{ф.вых}} = \frac{\bar{U}_N}{1 + j\omega_1 \tau}, \quad (2)$$

где \bar{U}_N — напряжение на нейтрали; ω_1 — круговая частота.

Мгновенное значение этого напряжения подводится ко второму входу умножителя 7, на первый входной зажим которого подаётся требуемое значение передаточной проводимости $G_{\text{УИТ}}$, управляемого напряжением источника тока 8. При этом выходной ток источника тока описывается формулой

$$\bar{I}_{\text{УИТ}} = U_{\text{ф.вых}} \cdot G_{\text{УИТ}} = \frac{U_N G_{\text{УИТ}}}{1 + j\omega_1 \tau}. \quad (3)$$

Из этой формулы находится отношение \bar{U}_N к $\bar{I}_{\text{УИТ}}$, которое определяет комплексное сопротивление, эквивалентное индуктивному компоненту 4:

$$\underline{Z}_{\text{ИК}} = \frac{1}{G_{\text{УИТ}}} + j \frac{\tau \omega_1}{G_{\text{УИТ}}}. \quad (4)$$

Мнимая составляющая $Z_{ик}$ эквивалентна индуктивному сопротивлению индуктивного компонента и равна

$$X_{ик} = \frac{\tau \omega_1}{G_{уит}}. \quad (5)$$

Индуктивность индуктивного компонента

$$L_{ик} = \frac{\tau}{G_{уит}}. \quad (6)$$

Действительная составляющая $Z_{ик}$ эквивалентна активному сопротивлению индуктивного компонента и равна

$$R_{ик} = \frac{1}{G_{уит}}. \quad (7)$$

Добротность индуктивного компонента

$$q_{ик} = \frac{X_{ик}}{R_{ик}} = \frac{\omega_1 L_{ик}}{R_{ик}} = \omega_1 \tau. \quad (8)$$

Добротность $q_{ик}$ индуктивного компонента значительно превосходит добротность дугогасящего реактора, так как постоянная времени τ может достигать 1 с и более. Следовательно, добротность индуктивного компонента в шесть раз и более может превосходить добротность дугогасящего реактора.

При замене индуктивного компонента 4 эквивалентным комплексным сопротивлением $Z_{ик}$, состоящим из сопротивления $R_{ик}$ и индуктивности $L_{ик}$, получается схема замещения (рис. 3) системы с заземлением нейтрали через индуктивный компонент. Параллельно индуктивному компоненту включен конденсатор с суммарной ёмкостью трёх фаз относительно заземления ($3C$). Цепь, состоящая из двух параллельно включённых ветвей ($3C$ и $Z_{ик}$), может быть настроена на резонанс токов.

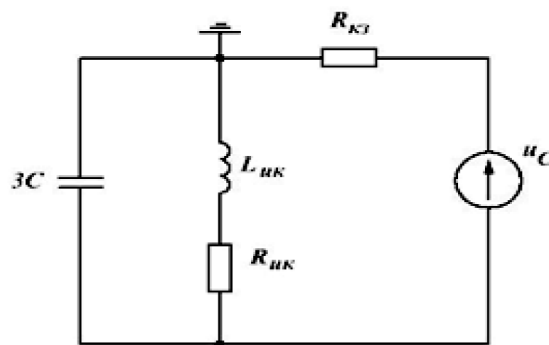


Рис. 3. Схема замещения системы с заземлением нейтрали через индуктивный компонент

Тогда сумма токов этих ветвей становится минимальной. Такой резонанс достигается при равенстве нулю реактивной проводимости указанного параллельного соединения, т. е. должно выполняться условие $X_{ик} = X_{C\Sigma}$, из которого находится формула для требуемого значения передаточной проводимости $G_{уит}$ управляемого напряжением источника тока 8

$$G_{уит} = \tau \omega_1^2 C_{\Sigma}, \quad (9)$$

где C_{Σ} — суммарная ёмкость фаз относительно земли.

Перед подключением индуктивного компонента 4 к электрической сети 2 (см. рис. 1), необходимо с командного блока 5 задать значение передаточной проводимости $G_{уит}$, которое зависит, в соответствии формулой (9), от суммарной ёмкости C_{Σ} всех фаз относительно земли. Соответ-

ствующий сигнал о значении $G_{\text{унт}}$ с выходного зажима командного блока 5 поступает на первый входной зажим умножителя 7.

Используя электронный конвертер-источник тока, можно сформировать ток на входе, обозначенном мостовым выпрямителем как синусоидальный и находящийся в фазе с входным напряжением.

Выбор электронного преобразователя базируется на следующих положениях:

- в основном электрическая изоляция между входом нагрузки и выходом силовой электронной системы не нужна (например, в двигателях постоянного и переменного тока) или может быть выполнена при условии применения преобразователя второго уровня — как в переключателе режима силовых устройств постоянного тока;
- во многих случаях желательно стабилизировать напряжение постоянного тока U_d немного с запасом от максимального входного напряжения переменного тока;
- входной ток должен быть наиболее близким к идеальному (как при коэффициенте мощности, равном единице) так, чтобы интерфейс силовой электроники имитировал резистор, представленный источником нагрузки. Это также подразумевает, что электрический ток всегда однонаправленный — из источника нагрузки в электрооборудование;
- цена, потери и размеры источника тока должны быть минимизированы [10].

Базируясь на этих правилах, изоляция линейно-частотного преобразователя исключена. Также, если это приемлемо, то $U_d > U_s$, где U_s — пик переменного входного напряжения. Таким образом, очевидным выбором для источника тока является повышающий DC-DC-преобразователь.

Этот преобразователь представлен на рис. 4, где конденсатор C_d используется для минимизации пульсаций U_d и удовлетворения требований накопления энергии систем силовой электроники. Постоянный ток I_{load} представляет собой мощность, подаваемую в остальной части системы (высокочастотный компонент в выходном токе фактически отфильтровывается C_d). Для простоты внутренняя индуктивность L_s источника представлена на данном рисунке.

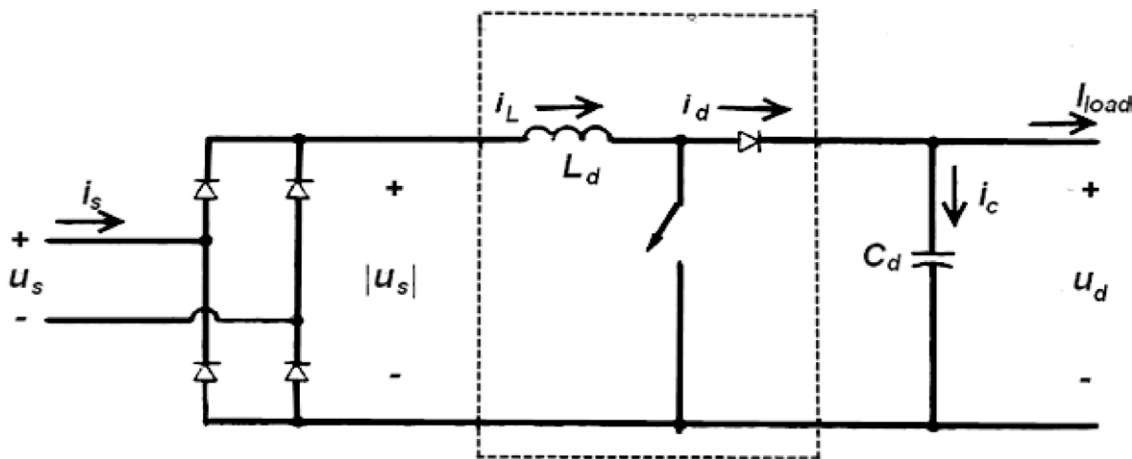


Рис. 4. Схема повышающего преобразователя

Входной ток i_s желательно подавать синусоидальным и софазным с U_s . На практике потери в мостовом выпрямителе и повышающем DC-DC-преобразователе довольно малы и в ряде случаев ими можно пренебречь. Учитывая, что $\hat{U}_s = \sqrt{2}U_s$, $\hat{I}_s = \sqrt{2}I_s$, входная мощность источника переменного тока

$$p_{in}(t) = \hat{V}_s |\sin \omega t| \hat{I}_s |\sin \omega t| = V_s I_s - V_s I_s \cos 2\omega t.$$

Из-за довольно большой емкости C_d , напряжение U_d может изначально считаться постоянным: $U_d(t) = U_d$. Поэтому выходная мощность $P_d(t) = U_d I_d(t)$, где, согласно рис. 4,

$$I_d(t) = I_{load} + i_c(t).$$

Если повышающий преобразователь на рис. 4 идеальный, можно предположить, что он будет функционировать на частоте переключения, приближенной к бесконечности, и L_d будет пренебрежительно мала. Это позволяет предположить, что $p_{in}(t) = p_d(t)$ в любой момент времени, поэтому $i_d(t) = i_{load} + i_c(t) = \frac{U_s I_s}{U_d} \cos 2\omega t$, где среднее значение $I_d = I_{load} = \frac{U_s I_s}{U_d}$, и ток через конденсатор $I_c(t) = -\frac{U_s I_s}{U_d} \cos 2\omega t = -I_d \cos 2\omega t$.

Даже если это предположение выполняется, на конденсаторе будет напряжение постоянного тока практически без пульсаций, а пульсации U_d могут быть вычислены как $V_{d,ripple}(t) \approx \frac{1}{C_d} \int i_c dt = -\frac{I_d}{2\omega C_d} \sin 2\omega t$, которые можно поддерживать на низком уровне, выбрав соответствующим образом большое значение C_d . Серия LC-фильтров, настроенная на удвоенную частоту переменного тока, может быть включена в параллель к C_d для минимизации пульсации постоянного напряжения.

Следует отметить, что частотные компоненты токов i_d и высокочастотные компоненты токов нагрузки будут также протекать через C_d . Поскольку входной ток повышающего преобразователя имеет определенную форму, повышающий преобразователь работает в токорегулируемом режиме — в связи с преобразованием из постоянного в переменный ток.

Управление с обратной связью показано на блок-схеме (рис. 5), где заданное или требуемое значение тока — i_L^* . Здесь i_L^* имеет такую же форму как $|U_s|$. Амплитуда i_L^* должна быть такая, чтобы поддерживать выходное напряжение на заданном или исходном уровне U_d^* , несмотря на изменения при нагрузке и отклонения напряжения в сети от номинального значения. Форма сигнала i_L^* получена путем измерения $|U_s|$ с помощью резистивного делителя напряжения, учитывая ошибку между заданной величиной U_d^* и фактически измеренным значением U_d . Фактический ток i_L определяется, как правило, путем измерения напряжения через небольшой резистор, вставленный в направлении, обратном i_L . Состояние переключателя в повышающем преобразователе управляется посредством сравнения фактического тока i_L и i_L^* .

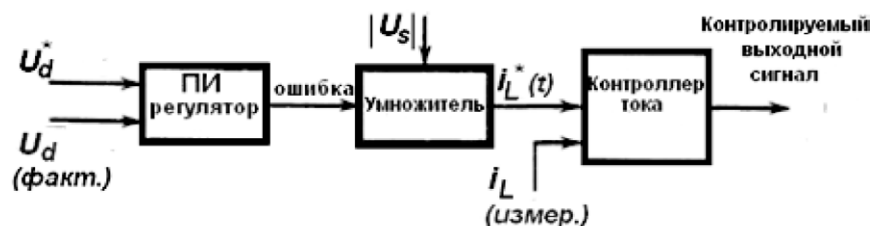


Рис. 5. Управление с обратной связью повышающего преобразователя

Мгновенное значение i_L^* и i_L определяется различными способами реализации текущего контроля режима из повышающего преобразователя. Четыре таких способа представлены далее, в них f_s — частота переключения, I_{rip} — пиковая пульсация i_L в течение одного периода времени от частоты переключения.

Определение контроля постоянной частоты описано более подробно.

1. Контроль постоянной частоты. Здесь частота переключения f_s держится постоянной. Когда i_L достигает i_L^* , переключатель повышающего преобразователя отключается. Переключатель включен на определенное время на фиксированной частоте f_s , что приводит к значению i_L , показанному на рис 6, а. Должна быть обеспечена компенсация разгона, иначе наклон кривой i_L будет неравномерным при значениях коэффициента переключения выше 0,5, как показано на рис. 6.

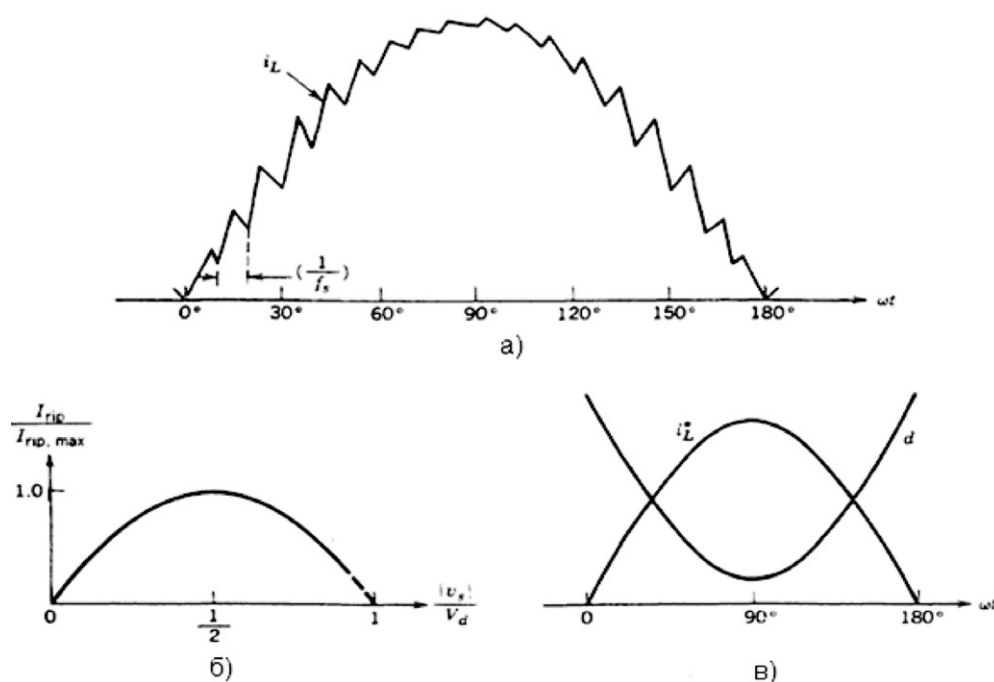


Рис. 6. Контроль постоянной частоты:
«Пилообразный» вид i_L при постоянной частоте переключения f_s (а);
установившееся значение пиковой пульсации I_{rip} (б); зависимость коэффициента d от ωt (в)

2. Постоянная допуска к диапазону регулирования. Здесь ток i_L управляется таким образом, что пиковая пульсация I_{rip} остается постоянной. С предварительным выбором значений I_{rip} , i_L вынуждены быть в пределах допуска $i_L^* + \frac{1}{2}I_{rip} - i_L^* - \frac{1}{2}I_{rip}$ путем регулирования положения переключателя.

3. Переключение на ручной контроль. Здесь пиковая пульсация I_{rip} увеличивается пропорционально мгновенному значению $|U_s|$. В противном случае, этот подход аналогичен управлению постоянной допуска-диапазона.

4. Управление прерывистым током. В этой схеме ключ выключен, когда i_L достигает двукратного значения i_L^* .

Ключ держится закрытым, пока i_L не достигнет нуля. В этот момент переключатель включается в обратном направлении. Это можно рассматривать как частный случай переменной допуска диапазона регулирования.

В течение периода частоты переключения предполагается, что выходное напряжение U_d не меняется, а входное напряжение повышающего преобразователя считается постоянным в данный момент времени; I_{rip} — пиковая пульсация тока в течение одного периода времени частоты переключения.

Следующие формулы могут быть выведены из рис. 4, где t_{on} и t_{off} — интервалы открытия и закрытия переключателя:

$$t_{on} = \frac{L_d I_{rip}}{|U_s|}; \quad (10)$$

$$t_{off} = \frac{L_d I_{rip}}{U_d - |U_s|}. \quad (11)$$

Частота переключения

$$f_s = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} = \frac{(U_d - |U_s|)|U_s|}{L_d I_{rip} U_d}. \quad (12)$$

В схеме с контролем постоянной частоты $f_s = \text{const}$, следовательно,

$$I_{rip} = \frac{(U_d - |U_s|)|U_s|}{f_s L_d U_d}. \quad (13)$$

На рис. 6, б показан график нормальной I_{rip} как функцию от $|U_s| / U_d$, учитывая, что в повышающем преобразователе отношение $|U_s| / U_d$ должно быть ≤ 1 .

Максимальный ток пульсаций задается как

$$I_{rip, \max} = \frac{U_d}{4f_s L_d}, \quad (14)$$

где $|U_s| = \frac{1}{2} V_d$.

В активном контуре тока формирования с использованием повышающего преобразователя постоянного тока, сделаны следующие дополнительные замечания.

1. Выходное напряжение U_d через конденсатор C_d содержит 120 Гц пульсации, более чем в два раза превышающие частоту сети. Схема управления с обратной связью используется, чтобы управлять U_d на заданном уровне, и не может компенсировать это пульсационное напряжение, не искажая текущий ток.

2. Если переключение частоты пульсации в i_L держится с маленькой амплитудой, то возможно использовать стальной сердечник катушки индуктивности, который будет меньше по размеру из-за его более высокой плотности потока насыщения по сравнению с высокочастотными ферритовыми материалами.

3. Более высокая частота переключения позволяет обеспечить более низкое значение L_d и увеличить простоту фильтрации высокочастотной пульсации. Тем не менее, частота переключения выбирается в качестве компромисса между ранее упомянутым преимуществам и увеличением потерь при коммутации.

4. Напряжение U_d , превышающее номинальное больше, чем на 10 % после достижения пика входного переменного напряжения \hat{U}_s , будет вызывать снижение КПД.

5. Для ограничения пускового тока могут быть использованы токоограничивающие резисторы в серии с L_d . После первоначального переходного процесса, резистор шунтируется контактором или тиристором параллельно с токоограничивающим резистором.

6. Топология повышающего преобразователя хорошо подходит для текущего входного сигнала, потому, когда переключатель выключен, входной ток напрямую (через диод) питает выходной каскад. При управлении током постоянной частоты коэффициент заполнения переключателя d является функцией от ωt (рис. 6, в). Известно, что для повышающего трансформатора с входным напряжением $|U_s|$ и выходным напряжением U_d

$$|U_s| / U_d = 1 - d.$$

Следовательно, $d = 1 - \frac{|U_s|}{U_d}$.

Из рис. 6, в видно, что d — наиболее низкий пик i_L^* . Таким образом, наибольший ток проходит через переключатель только во время небольшой части периода переключения.

7. Небольшой конденсатор фильтра должен быть установлен на выходе диода мостового выпрямителя, чтобы предотвратить пульсации в i_L . Фильтр электромагнитных помех на входе по-прежнему требуется, как и в обычной схеме без активного текущего сигнала.

Выводы

Описанное электротехническое устройство осуществляет преобразование переменного тока в постоянный и реализуется за счет использования полупроводниковых приборов-транзисторов и диодов в мостовой схеме. Технический результат применения данного устройства заключается в

снижении массогабаритных показателей (по сравнению с ближайшими аналогами) для подключения управляемого выпрямителя напряжения к источнику напряжения переменного тока (в том числе массы и размера батареи конденсаторов токоограничивающих цепей) и повышении динамических показателей стадии неуправляемого заряда выходного конденсатора управляемого выпрямителя напряжения.

Список литературы

1. Андрианова Л. П. Моделирование переходных процессов в электрических сетях 6(10) – 35 кВ при однофазном замыкании на землю / Л. П. Андрианова, Э. Р. Байбурин // Энергообеспечение и энергосбережение в сельском хозяйстве: тр. Международной науч.-техн. конф. — 2006. — Т. 1. — С. 302–305.
2. Чазов Ю. О. Теоретическая оценка величины перенапряжений при однократном однофазном замыкании на землю в сети 35 кВ / Ю. О. Чазов, И. А. Перминов, Н. П. Кочетков // Аграрный научный журнал. — 2013. — №7. — С. 56–59.
3. Осипов Д. С. Обзор современных средств и методов компенсации емкостных токов в сетях 6–35 кВ с изолированной нейтралью / Д. С. Осипов, Б. Ю. Киселев, А. А. Планков, А. Г. Янишевская // Современные проблемы науки и образования. — 2014. — № 6. — С. 274.
4. Чэнь Вей Сянь. Новый способ гашения дуги однофазного короткого замыкания в сетях с изолированной нейтралью / Чэнь Вей Сянь, Чень Хо // Электричество. — 2009. — № 1. — С. 54–57.
5. Комлев А. В. Исследование однофазного измерительного преобразователя активного тока, выполненного на основе трансреакторов / А. В. Комлев, Г. Е. Кувшинов // Электро. Электротехника, электроэнергетика, электротехническая промышленность. — 2013. — № 3. — С. 13–18.
6. Костинский С. С. Регулируемый дугогасящий реактор / С. С. Костинский, В. В. Михайлов, Д. С. Алексеева, В. В. Лопанский // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. — 2014. — № 3. — С. 51–54.
7. Шкрабец Ф. П. Контроль параметров изоляции и режима настройки дугогасящих реакторов / Ф. П. Шкрабец, А. В. Остапчук // Горный информационно-аналитический бюллетень (научно-технический журнал). — 2004. — № 6. — С. 320–322.
8. Кувшинов Г. Е. Устройство для ограничения тока однофазного короткого замыкания на землю в электрической сети: пат. RU2537973C1 / Г. Е. Кувшинов, А. Н. Рыбалев, Д. П. Скобелев. — 2014. — Бюл. № 19.
9. Кувшинов Г. Е. Устройство для подключения управляемого выпрямителя напряжения к источнику напряжения переменного тока: пат. RU2521613C1 / Г. Е. Кувшинов, Ю. Г. Себто, М. В. Красковский, П. А. Кравцов, А. В. Кравцова. — 2015.
10. Mohan N. Power electronics / N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins. — New York, 2005.