

Входной фильтр снижает интенсивность воздействия перенапряжения в сети на СП. Для оценки эффективности фильтра примем следующие исходные положения. Во-первых, длительность t_e импульса перенапряжения e_G варьируется от единиц микросекунд до 10 миллисекунд [2]. Рассмотрим при этом наиболее характерные случаи: 1-ый случай, когда на систему воздействует «короткий» импульс e_G в самый неблагоприятный момент его возникновения – на вершине синусоиды одного из фазных напряжений U_G (рис. 1); 2-ой случай, когда на систему воздействует «длинный» импульс e_G , возникающий в момент прохождения фазного напряжения U_G через нуль (рис. 2).

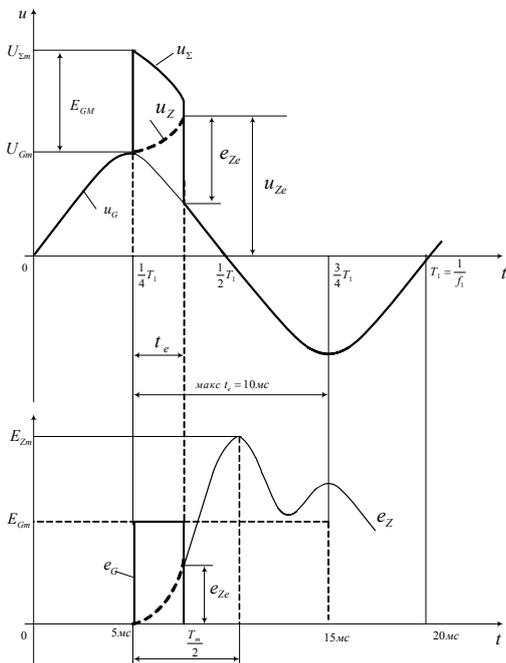


Рис. 1. Диаграммы напряжений в системе при воздействии на нее «короткого» импульса перенапряжения e_G

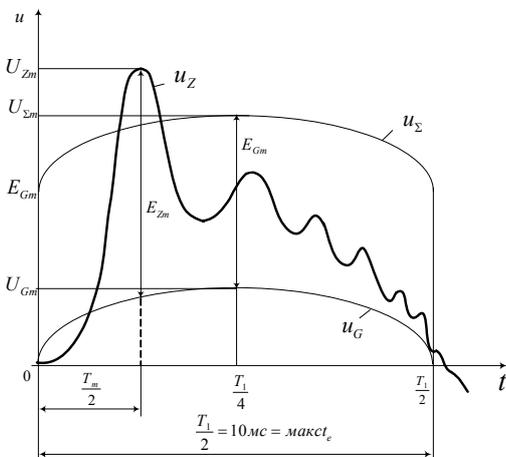


Рис. 2. Диаграммы напряжений в системе при воздействии на нее «длинного» импульса перенапряжения e_G ($t_e = \text{макс } t_e = 10\text{мс}$)

Во-вторых, форма импульса перенапряжения принята прямоугольной (с амплитудой E_{GM}), хотя реальная форма импульса несколько отличается. В-третьих, амплитуда внешнего импульса перенапряжения оговаривается для каждого конкретного случая отдельно.

Для простоты изложения рассмотрим электромагнитный процесс в Г-образном LC фильтре. В первом случае (при «коротком» импульсе t_e) к моменту его окончания рассчитаем перенапряжение на выходе фильтра:

$$\left. \begin{aligned} e_{Ze} &= E_{Gm} \cdot (1 - \cos \omega_m t_e), \\ U_{Ge} &= U_{Gm} \cdot \sin \omega_1 \left(\frac{T_1}{4} + t_e \right), \\ U_{Ze} &= U_{Ge} + e_{Ze}. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Во втором случае (при «длинном» импульсе) перенапряжения рассчитываются в виде:

$$\left. \begin{aligned} E_{Zm} &\approx 2E_{Gm}, \\ U_{Zm} &\approx 2E_{Gm} + U_{Gm} \cdot \sin \omega_1 \frac{T_M}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

В обоих случаях величины U_{Ze} и U_{Zm} могут превысить допустимое значение:

$$U_Z(\text{доп}) \approx (1,15 - 1,20)U_{Gm}. \quad (3)$$

Ограничение уровня напряжения на конденсаторе фильтра (менее допустимого) за счет увеличения параметров элементов фильтра явно неприемлемо. Решение проблемы возможно путем применения мощных полупроводниковых ограничителей напряжения (например, типа ОНС 233–200) или варисторов RU , устанавливаемых параллельно фильтровому конденсатору (показано на рис. 3).

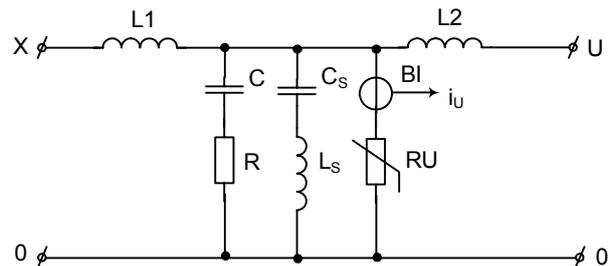


Рис. 3. Схема входного фильтра с варистором RU и датчиком перенапряжений BI

Новым в этой схеме является предложение автора контролировать срабатывание варистора RU , для чего последовательно с ним включен простейший датчик тока BI (который при этом будет выдавать сигнал i_U в систему управления СП). По сигналу i_U система управления выдает информацию и ведет учет наличия перенапряжений, а в случае превышения

параметров варистора по току и длительности его протекания – аварийно отключает СП от сети. Использование варистора позволяет не завышать параметры фильтра, а применение датчика тока (с выдачей сигнала срабатывания варистора) повышает надежность работы СП в целом.

К вопросу защиты электропривода тесно примыкает проблема защиты полупроводниковых приборов преобразователя. Кроме внешних перенапряжений в преобразователе имеют место внутренние перенапряжения (из-за наличия паразитных индуктивностей монтажных цепей, которые генерируют ЭДС самоиндукции при высоких скоростях коммутации IGBT и диодов).

Для борьбы с пиками напряжения на паразитных индуктивностях полупроводниковые приборы шунтируют снабберными демпфирующими цепочками. Примеры схем снабберов приведены на рис.4–рис.6. Рекомендации по применению и параметрам снабберов приведены в табл. 1.

Таблица 1. Схемы и параметры цепей снабберов

Схема снаббера, номер рисунка	Тип IGBT-транзисторного модуля	Ток коллектора IGBT-транзистора, мгновенное значение [А]	Емкость S-конденсатора [мкФ]
3.4	6 pack	15–75	0,047–0,22
		100–200	0,33–0,68
3.5	2 pack	200	0,68≤
		300–400	1,0–1,5
		500–600	2,0–2,4
3.6	1 pack	400	1,5≤
		500–600	2,0–2,4
		800–1000	3,3–4,0

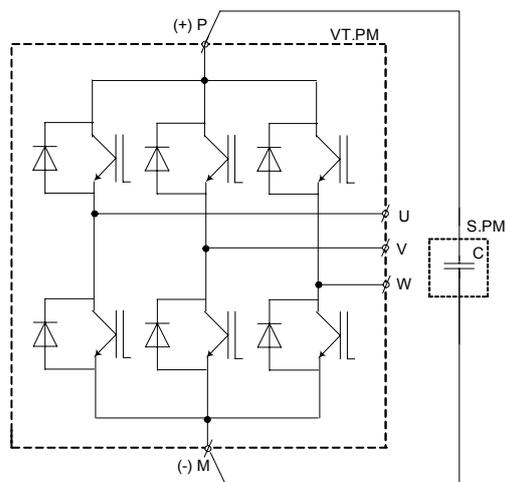


Рис. 4. Схема подключения С-снаббера S.PM к 6-pack слаботочному IGBT-модулю VT.PM

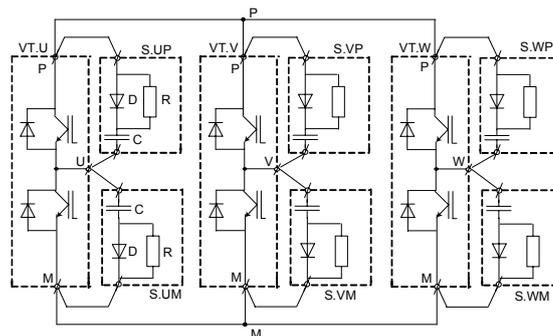


Рис. 5. Схема подключения RCD-снабберов к 2-pack среднеточным IGBT-модулям

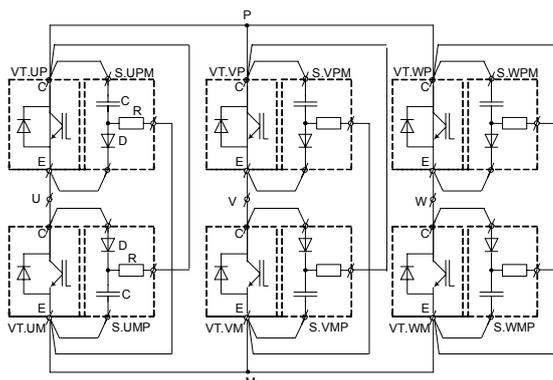


Рис. 6. Схема подключения RCD-снабберов к 1-pack сильноточным IGBT-модулям

Однако, применение только снабберов недостаточно для надежной защиты полупроводниковых приборов от перенапряжений. Действительно, при выходе из строя любого элемента снаббера в следующий же момент будет выходить из строя беззащитный IGBT-модуль. Авторами предложено дополнить схемы, представленные на рис.4–рис.6, цепочками из варистора *RU* и датчика тока *BI* (аналогично рис. 3), подключив их непосредственно к модулям. При этом к применению рекомендуются:

- 1) специальные снабберные конденсаторы типов *PMB*, *PPA* производства фирмы *ICEL*, Италия;
- 2) специальные снабберные диоды типов *RM.HG-S* производства *Mitsubishi* и *BYP* производства *Siemens AG*.

Особенностью такого решения является то, что при первом же срабатывании варистора система управления по сигналу i_U датчика тока *BI* отключает СП. Это объясняется тем, что внутренние перенапряжения поддаются точному учету и ограничению снабберами в нормальных режимах работы электропривода. Если же они превысили уровень срабатывания варистора, то это происходит вследствие либо повреждения снаббера, или вследствие какой-то другой аварии.

Емкость снабберного конденсатора $S.C$, кроме ориентировочного значения, указанного в табл. 1, определяется из соотношения:

$$C_{SC} \geq L_P \frac{i_K^2}{\Delta U^2}, \tag{4}$$

где L_P – паразитная индуктивность монтажных це-

пей; i_K – коммутируемый ток; ΔU – допустимое внутреннее перенапряжение (превышение напряжения над нормальным значением). Если значение ΔU превысило уровень срабатывания варистора, то это возможно в случае уменьшения емкости C_{SC} или превышения нормального значения коммутационного тока.

Выводы

1. На основе исследования внешних перенапряжений во входном фильтре предложены способ и устройство контроля защитных цепей системы преобразования напряжения (закрывающееся во введении в цепь последовательно с варистором датчика тока), которые позволили повысить надежность системы в целом.

Для схеми перетворення напруги промислового електровоза розглянуті електромагнітні процеси в запропонованих авторами пристроях захисту від імпульсних перенапруг.

For the circuit of voltage transformation of industrial electric locomotive the electromagnetic processes are examined in devices that protect from impulse overstresses; these devices are offered by authors.

УДК 621.314.3

А. В. Переверзев, В. В. Семенов, Г. Н. Стрункин

Расчет рабочих режимов силовых приборов в полумостовой схеме инвертора напряжения с однополярной ШИМ

Рассмотрены электромагнитные процессы в полумостовой схеме инвертора напряжения с однополярной ШИМ. Получены соотношения для расчета средних и действующих значений токов в силовых полупроводниковых приборах. Представлены оценки статических потерь для инверторов с одно- и двуполярной ШИМ.

При создании автономных систем энергоснабжения, а также источников аварийного и бесперебойного питания, разработчики сталкиваются с необходимостью выбора типа инвертора, обеспечивающего формирование синусоидальной кривой выходного напряжения промышленной частоты. В этом случае, как правило, предпочтение отдается инверторам напряжения с различными видами широтно-импульсной модуляции. Среди известного ряда схемных вариантов определенный интерес представляет полумостовая схема (рис. 1) [1, 2], позволяющая сформировать напряжение методом однополярной широтно-импульсной модуляции (ОШИМ), применение которого, как известно из [2], улучшает гармонический состав кривой выходного напряжения по сравнению с двуполярной ШИМ (ДШИМ). Для выбора силовых полупроводниковых приборов необходимо иметь соотношения для расчета средних и действующих значений токов в элементах схемы. Известны соответствующие формулы для инвертора с ДШИМ [3], однако для рассматриваемой схемы инвертора такие выражения в литературе отсутствуют. В предлагаемой работе авторы попытались восполнить этот пробел.

2. Выполнена систематизация устройств контроля состояния снабберов для мощных IGBT-модулей.

Перечень ссылок

1. Вороновский Г. К., Денисюк С. П., Кириленко О. В., Стогній Б. С., Шидловський А. К. Энергетика світу та України. Цифри та факти. – Київ: Українські енциклопедичні знання, 2005. – 404 с.
2. Полищук П. И. К проблеме анализа выходного ШИМ напряжения IGBT-инвертора. // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Силова електроніка та енергоефективність. – Ч.3 – К.: 2006. – с. 19–23.

Поступила в редакцию 27.10.06 г.

После доработки 30.10.06 г.

По сравнению с обычной полумостовой схемой инвертора, элементами которой являются два силовых транзистора VT2, VT3 и два обратных диода VD2, VD3, в схеме инвертора с ОШИМ содержится два вспомогательных транзистора VT1, VT4, с соответствующими обратными диодами VD1, VD4 и два шунтирующие диода VD5, VD6.

Для формирования импульса напряжения положительной полярности одновременно включаются транзисторы VT1, VT2, и к нагрузке прикладывается напряжение верхней половины источника питания. При этом электромагнитные процессы в схеме аналогичны процессам в обычной полумостовой схеме инвертора. При выключении транзистора VT1 под воздействием ЭДС самоиндукции индуктивности нагрузки открывается шунтирующий диод VD5, и цепь нагрузки замыкается (практически накоротко) через этот диод и остающийся включенным транзистор VT2. При этом напряжение нагрузки спадает до уровня, определяемого суммой прямого падения напряжения на шунтирующем диоде и остаточного напряжения силового транзистора.