

Модернизация нерассеивающих демпферно- снабберных цепочек

для мягкой коммутации и защиты ключей импульсных преобразователей

Предлагаются новые схемотехнические решения для улучшения массо-энергетических и надежности характеристик демпферно-снабберных цепочек (ДСЦ), предназначенных для «мягкой» коммутации и защиты электронных ключей импульсных преобразователей (ИП). Решения защищены приоритетом РФ и представляются полезными для использования в широкой практике в области силовой электроники.

Станислав Резников

rezn41@mail.ru

Игорь Харченко

Андрей Лавринович

**Классические пассивные
нерассеивающие ДСЦ для мягкой
коммутации и защиты ключей ИП**

Резкие изменения (скачки) тока и напряжения при коммутациях электронных ключей (ЭК) приводят к существенным помехоизлучениям, ухудшающим электромагнитную совместимость (ЭМС) ЭК — как с собственными блоками управления (драйверами), часто приводя к аварийному высокочастотному автоколебательному процессу, так и с другими электронными устройствами. Кроме того, указанные скачки сопровождаются высокими коммутационными тепловыми потерями из-за временного растяжения и наложения процессов изменения токов и напряжений (di/dt и dU/dt) в ЭК, снижающими КПД и повышающими удельные массо-габаритные параметры ИП. Кроме того, ЭК требуют защиты от коммутационных перенапряжений (при размыканиях), а также от сквозных и диодно-инверсных сверхтоков, возникающих при непосредственной разрядке фильтровых конденсаторов на цепь из двух (и более) несанкционированно одновременно включившихся ключей (например, при воздействии на драйверы электромагнитного импульса молнии) или на цепь ранее проводившего диода с нерассосавшимися («горячими») основными носителями п/п перехода (вплоть до момента резкого восстановления его электрической прочности в обратном направлении проводимости).

Для устранения указанных недостатков жесткой коммутации ЭК в ИП силовой электроники при-

меняются классические, так называемые пассивные нерассеивающие ДСЦ для мягкой коммутации и защиты ЭК.

На рис. 1 приведены силовые схемы простейших ИП: а, б) понижающие (step-down, или buck); в, г) повышающие (boost); д, е) полярно-инвертирующие понижающе-повышающие (buck-boost) с общими для входа и выхода минусовыми (а, в, д) и плюсовыми (б, г, е) выводами, а также обобщенные схемы включения классических пассивных ДСЦ: ж) с демпферным дросселем (L_d) для мягкого (без скачка тока) замыкания (turn-on); з) со снабберным конденсатором (C_{CH}) для мягкого (без скачка напряжения) размыкания (turn-off) [1]. Основными элементами ДСЦ являются L_d и C_{CH} - VD_{CH} , а вспомогательными (для рекуперации энергии, накопленной в L_d и C_{CH}) — L_p , C_p , $VD_{p1,2}$. Следует указать, что один из конденсаторов C_{0-1} , C_{0-2} , C_{1-2} , соединенных между собой в треугольник для каждой схемы (показан пунктиром), не является необходимым, но упрощает преобразование схем рис. 1ж и рис. 1з для схем рис. 1а–е. Подробно работа указанных классических ДСЦ описана в [1–4]. К существенным недостаткам этих пассивных ДСЦ относятся:

- относительно большая внутренняя реактивная мощность, развиваемая рекуператорными элементами (L_p и C_p) и основными демпфирующими элементами (L_d и C_{CH}), определяющая ухудшение массо-габаритных и энергетических показателей ДСЦ;
- усложнение алгоритма и схемы управления ЭК (VT) из-за необходимости синхронизации моментов его коммутации с «квазирезонансны-

ми» процессами в ДСЦ, что снижает функциональную надежность и усложняет схему блока управления ИП.

В связи с указанным, авторами предлагается модернизация нерассеивающих ДСЦ для мягкой коммутации и защиты ЭК ИП, исключая указанные недостатки [4–6].

Простейшие ИП с нерассеивающими пассивно-активными ДСЦ

На рис. 2 приведены модернизированные авторами силовые схемы ИП с нерассеивающими пассивно-активными ДСЦ: а) понижающий, с общим «минусом»; б) повышающий, с общим «плюсом»; в) полярноинвертирующий понижающе-повышающий. Основным отличием этих ИП от рассмотренных выше является введение дополнительного рекуперативно-шунтирующего электронного ключа ($VT_{P/Ш}$), выполняющего две взаимно независимые функции: 1) рекуперации энергии снабрного конденсатора (C_{CH}) через балластный дроссель (реактор) в нагрузку; 2) шунтирования балластного дросселя для использования его в качестве регулируемого накопительно-демодуляторного реактора ($L_{H/Д}$), формирующего постоянный или модульно-синусно пульсирующий ток зарядки выходного емкостного фильтра (C_{0-2} , C_{0-1} и C_{1-2} соответственно) и позволяющего исключить из состава входного емкостного фильтра (C_{0-1} , C_{1-2} и C_{0-2} соответственно) электролитический конденсатор с низкими показателями надежности (термостойкости, безотказности и срока службы).

В качестве пояснения принципа работы приведенных на рис. 2 схем представляется достаточным подробно рассмотреть работу первой из них (рис. 2а при отсутствии рекуператорного конденсатора C_P и рекуператорного дросселя L_P). Здесь так же, как и на рис. 1, наличие конденсатора C_{1-2} не является необходимым (его цепь показана пунктиром), т. к. его напряжение является зависимым: $U_{1-2} = U_{1-0} - U_{2-0} > 0$.

При широтно-импульсном модулированном (ШИМ) управлении с постоянным периодом ($T_{ШИМ}$) каждый период имеет три произвольно чередующихся этапа (при непрерывном токе реактора ($L_{H/Д}$): а) этап нарастания тока реактора ($dl/dt > 0$) с длительностью $t_{НАР} = \gamma_H T_{ШИМ}$; б) этап приближенного сохранения тока (потокосцепления и энергии) реактора ($dl/dt \approx 0$) с длительностью паузы: $\Delta t_{П} = \gamma_{П} T_{ШИМ}$; в) этап частичного (или полного) спада тока ($dl/dt < 0$) с длительностью $t_{СП} = (1 - \gamma_H - \gamma_{П}) T_{ШИМ}$. Рассмотрим перечисленные этапы в указанной последовательности при непрерывном токе I :

- На этапе $dl/dt > 0$ синхронно включаются ключи VT и $VT_{P/Ш}$, и ток нарастает сначала в цепях разрядки снабрного конденсатора $C_{CH} - VT - L_{Д} - VD$ (инверсно) $- C_{0-2} - VT_{P/Ш} - C_{CH}$ и $C_{CH} - VT - L_{Д} - L_{H/Д} - VT_{P/Ш} - C_{CH}$, затем в цепи разрядки входного фильтра $C_{0-1} - VT - L_{Д} - VD$ (инверсно) $- C_{0-1}$, а затем, после восстановления электрической прочности запертого

диода VD , в цепях кратковременной закоротки тока $L_{Д}$: $L_{Д} - VD_{P1} - VT - L_{Д}$ (вплоть до следующего включения VT) и основной цепи разрядки C_{0-1} нагрузки через реактор $C_{0-1} - VT - L_{Д} - L_{H/Д} - C_{0-2} - C_{0-1}$.

- На этапе $dl/dt \approx 0$ (токозамыкающей паузы) ключ VT выключен, а ключ $VT_{P/Ш}$ остается

включенным, и токи дросселя $L_{Д}$ и реактора $L_{H/Д}$ протекают по цепям $L_{Д} - VD_{P1} - VT - L_{Д}$ (перекачка энергии из $L_{Д}$ в C_{CH}) и $L_{H/Д} - VT_{P/Ш} - VD_{Ш} - L_{H/Д}$ (сохранение потокосцепления и энергии $L_{H/Д}$). На этапе $dl/dt < 0$ ключ $VT_{P/Ш}$ также выключен, а ток реактора спадает по цепи $L_{H/Д} - C_{0-2} - VD - L_{H/Д}$.

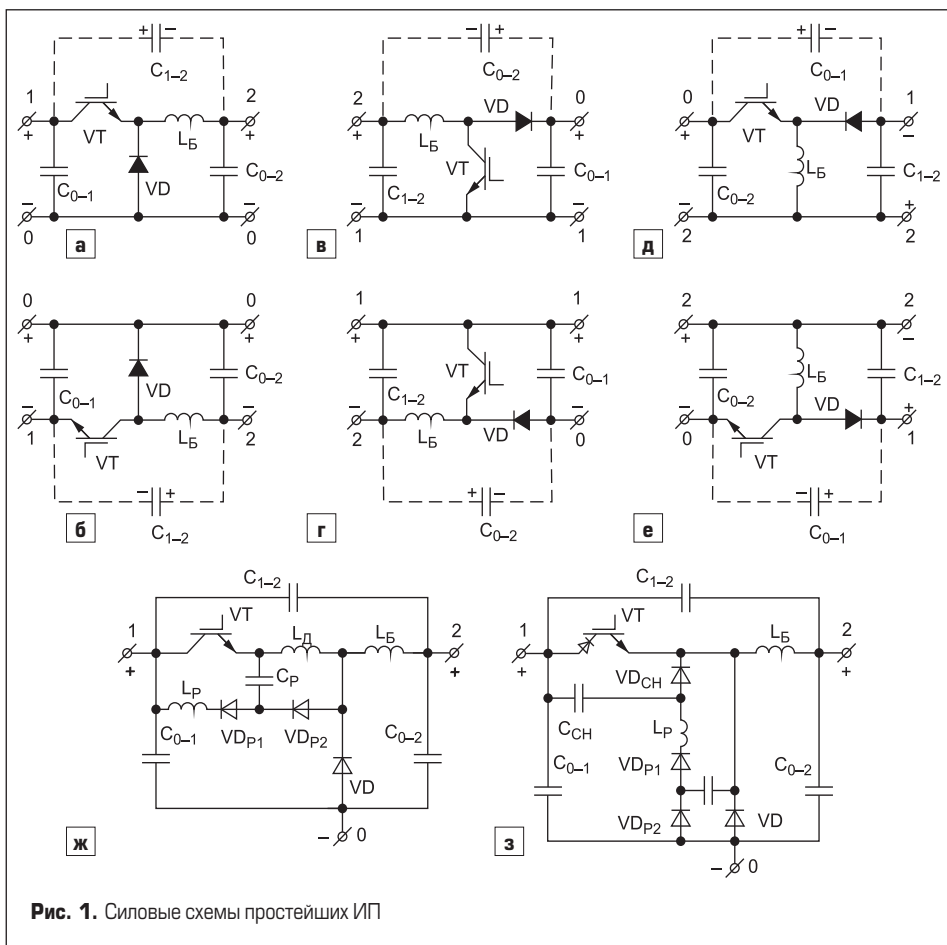


Рис. 1. Силовые схемы простейших ИП

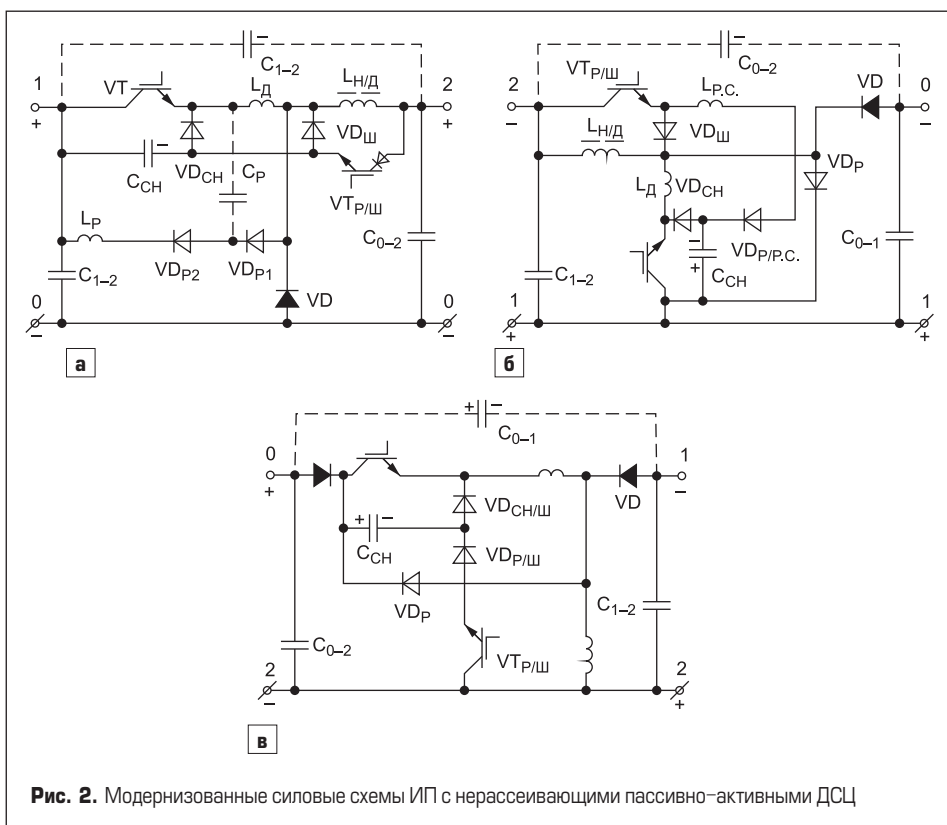


Рис. 2. Модернизированные силовые схемы ИП с нерассеивающими пассивно-активными ДСЦ

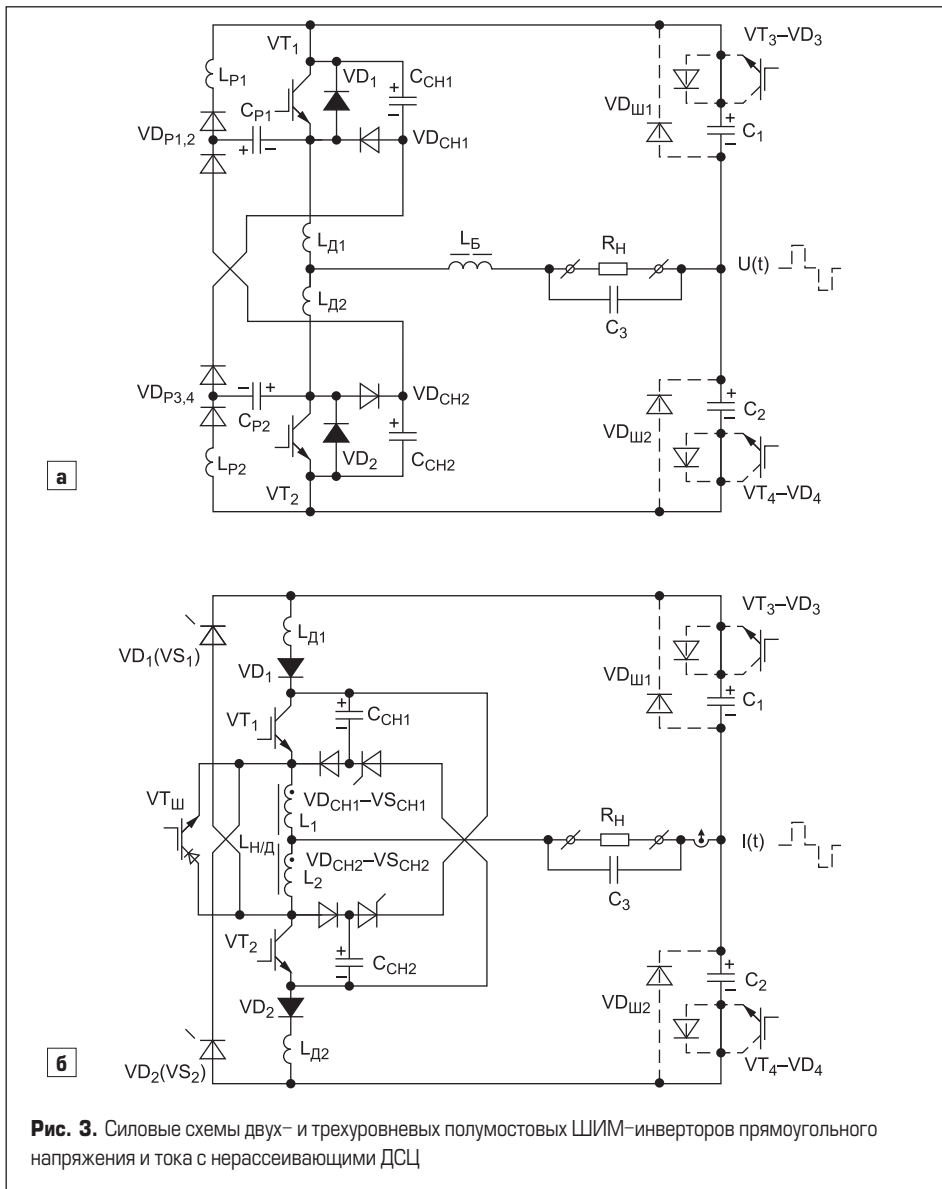


Рис. 3. Силовые схемы двух- и трехуровневых полумостовых ШИМ-инверторов прямоугольного напряжения и тока с нерассеивающими ДСЦ

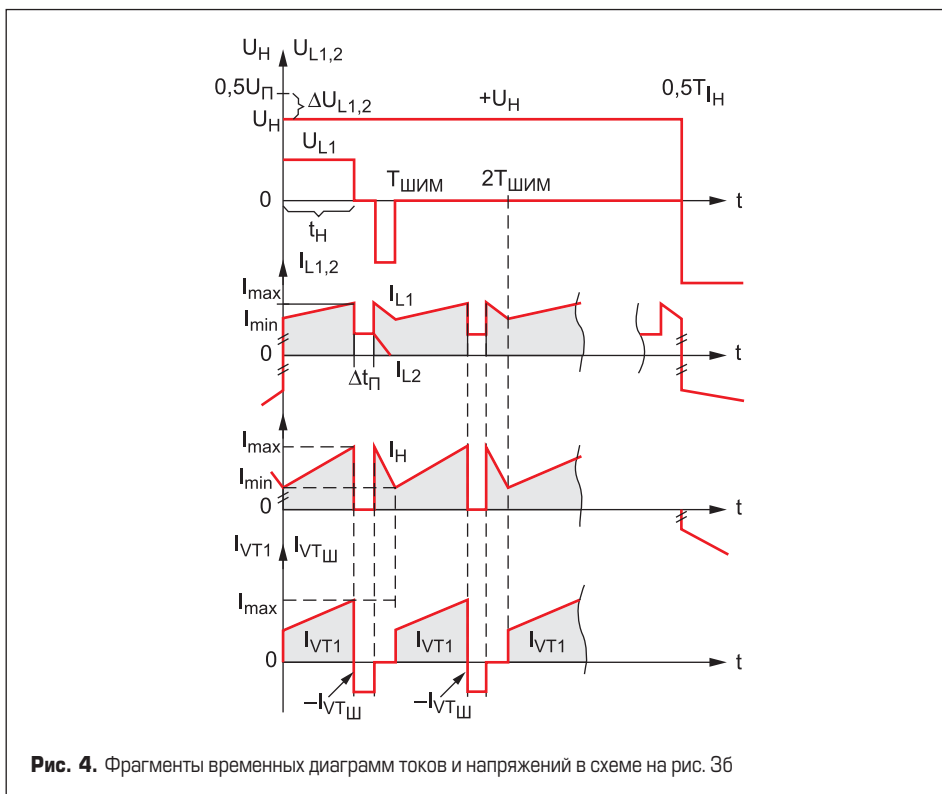


Рис. 4. Фрагменты временных диаграмм токов и напряжений в схеме на рис. 3б

Таким образом, основной электронный ключ (VT) осуществляет мягкую коммутацию: включается при нулевом токе в $L_{Д}$, а выключается при нулевом напряжении на C_{CH} .

С помощью изменения двух взаимонезависимых параметров (коэффициентов заполнения γ_H и $\gamma_{СП}$) производится не только регулирование (или стабилизация) выходного напряжения ($U_{2,0}$), но и регулирование (в том числе и стабилизация) среднеимпульсной величины потокосцепления (а следовательно, и электромагнитной энергии) накопительно-демодуляторного реактора ($L_{H/Д}$), формирующего выходной ток и позволяющего скомпенсировать емкость исключенного из состава C_{0-1} электролитического конденсатора.

В более сложных двухтактных схемах ИП, например инверторах тока или напряжения, роль рекуператорно-шунтирующих ключей могут выполнять уже имеющиеся в схеме силовые ключи. Далее приводится пример предлагаемого способа демпфирования.

Полумостовые ШИМ-инверторы прямоугольных напряжений и токов с классическими и модернизированными ДСЦ

На рис. 3 приведены силовые схемы двух- и трехуровневых полумостовых ШИМ-инверторов прямоугольного напряжения (а) и тока (б) с нерассеивающими ДСЦ; а) с классическими пассивными ДСЦ [1, 8]; б) с модернизированными пассивно-активными ДСЦ. В первой схеме (а) на выходе инвертора прямоугольного напряжения установлен Г-образный индуктивно-емкостный фильтр низкой частоты ($L_{Б}-C_3$) с балластным дросселем переменного тока ($L_{Б}$). Во второй схеме вместо балластного дросселя применен двухсекционный накопительно-демодуляторный реактор ($L_{H/Д}$) с однополярно-пульсирующим полным потокосцеплением. При этом добавлен шунтирующий ключ $VT_{ш}$, а вместо пассивных рекуператорных цепочек ($L_{P1,2}$, $C_{P1,2}$, $VD_{P1,2(3,4)}$) установлены вентильные цепочки $VD_{1,2}(VS_{1,2})$ и $VS_{CH1,2}$. В вариантах трехуровневых инверторов (с нулевым уровнем в паузах) в обеих схемах устанавливаются дополнительные ключи с обратно-шунтирующими диодами (VT_3-VD_3 и VT_4-VD_4 , показанные пунктиром), а также дополнительные диоды для шунтирования в паузах ($VD_{ш1,2}$). Оба инвертора являются понижающими ($0,5U_{П} > U_H$).

Модernизованная схема (рис. 3б) представляет собой инвертор тока: в простейшем варианте управления — прямоугольного (с нулевыми паузами или без них), а в варианте управления по синусоидальному эталону — синусоидального (за счет формирования полного потокосцепления реактора $L_{H/Д}$ по модульно-синусному закону: $\psi(t) = \psi_0 |\sin(\omega t)|$). Указанный способ защиты приоритетом РФ.

Рассмотрим работу модернизированной схемы (рис. 3б) в двухуровневом варианте (без установки (или без модуляции) дополни-

тельных ключей ($VT_{3,4}$ - $VD_{3,4}$) и без установки шунтирующих диодов ($VD_{Ш1,2}$).

При высокочастотном ШИМ-управлении произвольный период ($T_{ШИМ}$) имеет чередующиеся три этапа изменения полного потокосцепления реактора $L_{Н/Д}$: а) $d\psi/dt > 0$ с длительностью $t_H = \gamma_H T_{ШИМ}$; б) $d\psi/dt \approx 0$ с длительностью $\Delta t_{П} = \gamma_{П} T_{ШИМ}$; в) $d\psi/dt < 0$ с длительностью $(1 - \gamma_H - \gamma_{П}) T_{ШИМ}$. Токовые цепи на указанных этапах первого полупериода выходного тока будут следующими:

а) на этапе $d\psi/dt > 0$ — цепи C_{CH1} - VT_1 - L_1 - L_2 - VT_2 - VS_{CH1} - C_{CH1} (полная разрядка первого снабберного конденсатора) и C_1 - $L_{Д}$ - VD_1 - VT_1 - L_1 - C_3 || R_H - C_1 ;

б) на этапе $d\psi/dt \approx 0$ — цепь шунтирования $L_{Н/Д}$ - $VT_{Ш}$ - $L_{Н/Д}$;

в) на этапе $d\psi/dt < 0$ — цепи L_1 - C_3 || R_H - C_2 - VD_2 (VS_2)- L_1 , C_1 - $L_{Д1}$ - VD_1 - C_{CH1} - VD_{CH1} - L_1 - C_3 || R_H - C_1 (зарядка первого снабберного конденсатора) и L_2 - VD_{CH2} - C_{CH2} - VS_{CH1} - VD_{CH1} - L_1 - L_2 (зарядка второго снабберного конденсатора с поглощением энергии индуктивности рассеяния $L_{Н/Д}$).

На втором полупериоде выходного тока процессы протекают аналогичным образом (после включения ключа VT_2).

На рис. 4 приведены фрагменты временных диаграмм токов и напряжений в схеме на рис. 3б: среднеимпульсное напряжение на фильтровом конденсаторе нагрузки (U_H), напряжение на первой секции $L_{Н/Д}$ (U_{L1}), токов на первой и второй секциях (I_{L1} , I_{L2}), ток нагрузки (I_H), а также ток в первом и шунтирующем ключах (I_{VT1} и $I_{VTШ}$).

Ввиду сложности аналитического расчета токов и напряжений (особенно в варианте трехуровневого инвертора прямоугольного тока с дополнительными ключами VT_3, VT_4 на рис. 3б) предлагается производить компьютерное моделирование схемы, например в симуляторе LTSpice на базе данных для конкретного технического задания (по типу моделирования в [1, 4 и др.]).

Вывод

Предложенная модернизация схемотехнических решений для нерассеивающих пассивно-активных ДСЦ по сравнению с классическими пассивными цепочками позволяет существенно снизить внутреннюю реактивную мощность, развиваемую рекуператорными и основными демпфирующими элементами, уменьшить массу, габариты и тепловые потери ИП (конвертеров, инверторов, преобразователей частоты и др.), а также повысить их функциональную надежность за счет упрощения алгоритмов и схем управления. Предлагаемые схемотехнические решения защищены приоритетом РФ и представляются полезными для использования в широкой практике в области силовой электроники.

Литература

1. Володин В. Расчет нерассеивающего демпфера DC/AC-преобразователя // Силовая электроника. 2011. № 4.

- Williams B. W. Principles and Elements of Power Electronics // Devices, Drivers, Applications and Passive Components. 2006.
- Ben-Yaakov S., Ivensky G. Passive lossless snubbers for high frequency PWM converters. Power Electronics Laboratory Department of Electrical and Computer Engineering Ben-Gurion University of the Negev. 1997.
- Глебов Б., Лебедев А., Недолужко И. Расчет с помощью PSpice демпфирующих цепочек для транзисторных ключей преобразователей напряжения // Силовая электроника. 2005. № 4.
- Резников С., Чуев Д. Защита от сверхтоков и перенапряжений и снижение коммутационных потерь в силовых импульсных преобразователях // Компоненты и технологии. 2006. № 5.
- Резников С., Бочаров В., Харченко И., Ермилов Ю., Лавринович А. Импульсные вторичные источники питания с повышенным качеством входных и выходных токов // Силовая электроника. 2013. № 2.
- Белов Г. А. Расчет и анализ зависимостей размаха пульсаций тока дросселя от параметров режимов непрерывного и прерывистого тока импульсных преобразователей // Практическая силовая электроника. 2014. № 1(53).
- Mark Smith Jr., Smedley K. M. Lossless, passive soft switching methods for inverters and amplifiers. Department of electrical and computer Engineering University of California. 1997.