

Авиабортовой электроэнергетический комплекс

с магнитоэлектрическими стартер-генераторами
для полностью электрифицированных самолетов

В статье рассмотрена структура магистрального канала авиабортового электроэнергетического комплекса с магнитоэлектрическими стартер-генераторами и дифференциальными звеньями постоянного повышенного напряжения для параллельного включения каналов. Предлагаются нетрадиционные схмотехнические решения для многофункциональных импульсных преобразователей в качестве базовых унифицированных модулей для синтеза модульно-масштабируемой архитектуры электроэнергетического комплекса, позволяющие улучшить технологичность в производственной, монтажной и эксплуатационно-ремонтной областях. Решения защищены приоритетом РФ и реализуемы с учетом импортозамещения в номенклатуре силовых полупроводниковых приборов. Статья представляет интерес для широкого круга специалистов в области транспортной (в особенности авиабортовой) силовой электроники и автономных систем электроснабжения, в частности, полностью электрифицированных самолетов.

Станислав Резников, д. т. н.

Игорь Харченко, к. т. н.

Валерий Смирнов, к. т. н.

Кирилл Храмцов

Введение

Современная концепция так называемых «более (или полностью) электрифицированных самолетов» (БЭС или ПЭС) предусматривает замену исполнительных пневмо- и гидроприводов на электроприводы или на интегральные электрогидростатические приводы, а также исключение приводов постоянной частоты вращения (ППЧВ) для магистральных электрогенераторов. При этом суммарная электроэнерговооруженность, т. е. установочная мощность электроэнергетического комплекса (ЭЭК) широкофюзеляжного самолета, может достичь 1,5 МВт и более [1–4]. Так, например, в самолете Боинг-787 с двумя маршевыми и вспомогательной силовыми установками (СУ и ВСУ) и шестью магистральными стартер-генераторами (мощностью 250 кВт каждый) суммарная установочная мощность ЭЭК составляет 1,5 МВт. В качестве магистральных стартер-генераторов в большинстве зарубежных и отечественных публикаций рекомендуется использовать встроенные в СУ безредукторные магнитоэлектрические стартер-генераторы

с высокоэнергетичными (редкоземельными) постоянными магнитами на роторе, не имеющем собственных подшипников (с утроенным воздушным зазором — 1,2 мм). Напряжение стартер-генератора магнитоэлектрической машины (Ст-Г-МЭМ) является нестабильным по частоте и амплитуде (например, в диапазоне 360–800 Гц 115/200–250/440 В). Поэтому для параллельного включения магистральных каналов и для удобства статического преобразования в нормированное ГОСТом трехфазное напряжение со стабильными параметрами (400 Гц, 115/200 В) используется звено постоянного повышенного напряжения (ЗППН ± 270 В или ± 540 В, нормируемого в ГОСТ [5]). Авторами, в частности, предложено использовать дифференциальное звено постоянных повышенных напряжений (ДЗППН 0 ± 270 В) с заземленным среднепотенциальным выводом [2, 4].

Помимо магистральных генераторов, для аварийного и бесперебойного питания жизненно важных потребителей энергии в ЭЭК используется традиционная подсистема распределения постоянного низкого напряжения (± 27 В) с подключаемыми к ней резервными аккумуляторами (а в будущем, возможно,

и суперконденсаторными (ионисторными) батареями).

Для взаимосвязи распределительных устройств (РУ) с вышеуказанными напряжениями (РУ 360–800 Гц, РУ 400 Гц и РУ ±27 В), а также ДЗППН (ДЗППН) используются статические вторичные источники электропитания (ВИЭП), в том числе источники бесперебойного питания (ИБП), с различными функциями: выпрямитель, в частности — с коррекцией коэффициента мощности (В-ККМ), повышающе-понижающий импульсный конвертер (ИК), инверторы прямоугольного (высокочастотного) и синусоидальных напряжений (ИПН и ИСН) или/и токов (ИПТ и ИСТ), импульсный преобразователь частоты (ИПЧ). При этом наибольшей эффективностью в производственной, монтажной и эксплуатационно-ремонтной областях обладают ЭЭК с модульно-масштабируемой архитектурой на базе унифицированных модулей многофункциональных импульсных преобразователей (МИП).

Авторами предлагаются один из вариантов структуры магистрального канала авиабортового ЭЭК и схематические решения для унифицированных модулей МИП, пригодных для реализации модульно-масштабируемой архитектуры, разработанные ими и частично опубликованные ранее [2, 4].

Структура и силовая схема магистрального канала авиабортового ЭЭК

Структура и схема магистрального канала авиабортового ЭЭК приведены на рис. 1. Там же указаны обозначения основных преобразовательных узлов. Структура реализует взаимосвязь центральных и локальных (периферийных) распределительных устройств: $РУ \approx f_{var} \cdot U_{var}$; ЦРУ $\approx f_{var} \cdot U_{const}$; ЦРУ $\approx f_{const} \cdot U_{const}$; ЦРУ $\approx f_{const} \cdot U_{const}$; ЦРУ $\approx f_{const} \cdot U_{const}$ и двух дифференциальных звеньев постоянных повышенных напряжений: ДЗППН_{1,2} (0±270 В) для параллельного включения магистральных каналов, подключения к розетке (разъему) аэродромного питания (РАП) и к ВИЭП, в частности: ОВИП (ИСН), ДИВП (ИПН), ОНИК, полумостовых инверторов трехуровневого напряжения и др. Рассмотрим особенности и принципы действия основных узлов схемы.

Виенна-выпрямитель с коррекцией коэффициента мощности и стабилизацией напряжения (В-В-ККМ-СН)

Основным назначением этого узла является питание ДЗППН₁ от Ст-Г-МЭМ. Коррекция коэффициента мощности осуществляется с помощью повышающего трехфазного импульсного модулятора на базе двунаправленных электронных ключей (ДЭК) и первого индуктивно-емкостного фильтра ($L_{\phi 1}-C_{\phi 1}$) на входе мостового выпрямителя (МВ). Она позволяет за счет снижения реактивной мощности и подавления высших гармоник в спектрах фазных токов и напряжений МЭМ существенно снизить тепловые поте-

ри в ее обмотках (якорных и демпферных) и в магнитопроводе (т. е. повысить надежность и КПД). В отличие от классического Виенна-выпрямителя в предложенной схеме ко входу МВ подключено через второй индуктивно-емкостный фильтр ($L_{\phi 2}-C_{\phi 2}$) ЦРУ трехфазного напряжения со стабилизацией амплитуды: ЦРУ $f_{var} \cdot U_{const}$ (360–800 Гц, 115/200 В), нормируемое в ГОСТ 2010 г. на качество электроэнергии авиабортовых систем электроснабжения [5]. Указанная стабилизация амплитуды переменного напряжения обеспечивается одновременно со стабилизацией выпрямленных дифференциальных напряжений (0±135 В) за счет широтно-импульсной модуляции ДЭК с отрицательной обратной связью по выпрямительным напряжениям и не требует специальных дополнительных устройств.

МИП на базе двунаправленных инверторно-выпрямительных преобразователей с ДИВП_{1,2} (ИПТ) и трансформаторного звена высокой частоты (ТЗВЧ)

Основным назначением МИП с совокупностью указанных узлов является:

- питание ЦРУ_{пнн} (±27 В) и зарядка аккумуляторной батареи (АБ) от ДЗППН₂ (0±270 В);
- питание ЦРУ $\approx f_{const} \cdot U_{const}$ (400 Гц, 115/200 В) от ДЗППН₂ и от резервной АБ;
- питание ДЗППН₂ от ЦРУ_{пнн} и/или от АБ.

Все три указанные функции одновременно можно определить как функции комбиниро-

ванного ИБП. Ядром такого ИБП является обратимый трансформаторный импульсный конвертер (ОТИК). На рис. 2 приведены силовые схемы ОТИК со ЗВЧ в составе МИП в двух вариантах: а) на базе однотактных импульсных модуляторов (ОИМ_{1,2}); б) на базе двухтактных импульсных модуляторов (ДИМ_{1,2}). Рассмотрим их работу в указанном порядке.

Вариант ОТИК на базе ОИМ_{1,2}

Схемы низковольтного ОИМ₁ и высоковольтного ОИМ₂ (рис. 2а) близки по своей топологии и могут считаться существенно модернизированными топологиями трансформаторной схемы Кука [6]. Помимо фильтровых конденсаторов ($C_{\phi 1,2}$), они содержат буферные конденсаторы ($C_{Б1,2}$) и взаимоиндуктивно-связанные балластные реакторы ($L_{Б1,2}$) и трансформаторные обмотки ($N_{1,2}$). В отличие от указанной схемы Кука, они обратимы (двунаправлены), а также содержат цепи для рекуперации энергии индуктивностей рассеяния реакторов и трансформатора (диоды $VD_{1,2}$), шунтирующие транзитные ключи (VT_2 и VT_4), а также нерассеивающие (тепла) демпферно-снабберные цепочки (ДСЦ) для защиты ключей от перенапряжений и для мягкой коммутации (демперные дроссели $L_{Д1-4}$, снабберные конденсаторы $C_{СН1-4}$ и зарядно-разрядные двухдиодные стойки $VD_{З1-4}-VD_{Р1-4}$). Кроме этого, ОИМ₂ содержит блокирующую колебания диодно-

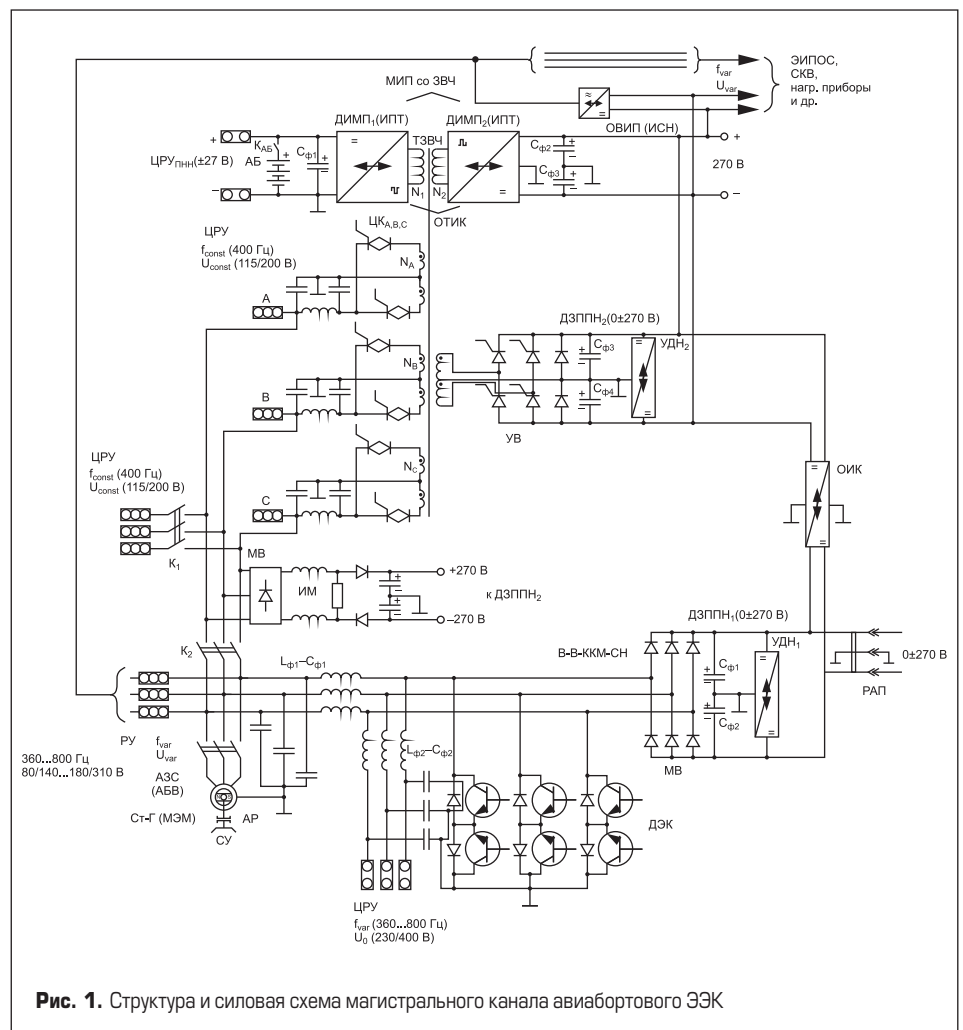


Рис. 1. Структура и силовая схема магистрального канала авиабортового ЭЭК

тиристорную цепь (VD₅-VS). При этом взаимоиндуктивная связь реакторов изменена на противоположную. Указанная модернизация существенно повышает КПД и удельную мощность ОТИК и снижает помехоизлучения за счет дополнительной трансформации токов через трансреактор (L_{Б1,2}) — с прямоходовой и обратноходовой трансформацией и за счет нерассеивающих ДСЦ для мягкой коммутации (с малыми коммутационными тепловыми потерями).

Симметрия схемы ОТИК позволяет рассмотреть только режим прямого преобразования электроэнергии (от C_{Ф1} к C_{Ф2}). В этом режиме ключи VT₁, VT₂ и VT₄ коммутуются с высокочастотной широтно-импульсной модуляцией (ШИМ с постоянным периодом T_{ШИМ} и регулируемыми длительностями импульсов t₁ = γ₁T_{ШИМ}, t₂ = γ₂T_{ШИМ} и t₄ = γ₄T_{ШИМ}). К началу произвольного периода T_{ШИМ} конденсаторы C_{Ф1,2} и C_{Б1,2} заряжены с полярностями, указанными на схеме, а полное потокоцепление трансреактора L_{Б1,2} имеет нулевое значение за счет встречно направленных токов (к VT₁ и от VT₃, соответственно) в цепях: L_{Б1}-C_{Б1}-VD1-L_{Б1}

и L_{Б2}-обратный диод VT₃-VD₅-C_{Ф1}-L_{Б2}. При очередном синхронном включении ключей VT₁ и VT₂ полные потокоцепления трансреактора (L_{Б1,2}) и трансформатора (N₁-N₂) нарастают (этап dψ/dt > 0) вместе с токами в цепях: C_{Ф1}-L_{Б1}-VT₁-C_{Ф1}; C_{Б1}-VT₁-N₁-C_{Б1} и N₂-C_{Ф2}-L_{Б2}-C_{Б2}-N₂ (прямоходовая зарядка C_{Ф2}) в течение длительности нарастания t_н = t₁ = γ₁T_{ШИМ}. Затем ключ VT₁ выключается, а ключ VT₂ остается включенным, и полные потокоцепления трансреактора (незначительно) и трансформатора (до нуля) снижаются (dψ/dt ≤ 0) вместе с токами в цепях: L_{Б1}-VD₂-VT₂-L_{Б1}; N₁-VD₁-C_{Ф1}-N₁ (рекуперация энергии индуктивности рассеяния N₁), L_{Б2}-VD₃-C_{Б2} (подзарядка C_{Б2} за счет ЭДС индуктивности рассеяния L_{Б2}) и N₂-C_{Б2}-обратный диод VT₃-N₂ (подзарядка C_{Б2} за счет трансформатора ЭДС N₂) в течение длительности Δt₁ = (γ₂-γ₁)T_{ШИМ} (токозакрывающая первая пауза). Затем включается ключ VT₄, и полное потокоцепление трансреактора продолжает также незначительно снижаться вместе с токами в цепях L_{Б1}-C_{Б1}-VD₁-L_{Б1} и L_{Б2}-VT₄-VD₄-L_{Б2}, а затем и в цепях L_{Б1}-C_{Б1}-N₁-C_{Ф1}-L_{Б1} и N₂-C_{Б2}-обратный диод

VT₃-N₂, в течение длительности Δt₂ = γ₄T_{ШИМ} (токозакрывающая вторая пауза). И наконец, выключается ключ VT₄, после чего полное потокоцепление трансреактора круто спадает (этап dψ/dt << 0) вместе с токами в цепях: L_{Б2}-VD₃-C_{Б2}-L_{Б2} (обратноходовая зарядка C_{Б2}); L_{Б1}-C_{Б1}-VD₁-L_{Б1} (подзарядка C_{Б1} за счет энергии трансреактора) в течение оставшейся от T_{ШИМ} длительности (1-γ₁-γ₄)T_{ШИМ}.

Далее указанные процессы высокочастотно-переодически качественно повторяются, осуществляя зарядку C_{Ф2} и C_{Б2}. Обратное преобразование (от C_{Ф2} к C_{Ф1}) производится аналогичным образом. Следует отметить, что, несмотря на одноконтность коммутации, трансформатор не подвержен насыщению магнитопровода, так как питается через звено знакопостоянного тока (L_{Б1,2}) и не является трансформатором напряжения, требующим симметрирования вольт-секундных параметров.

Вариант ОТИК на базе ДИМ_{1,2}

Схемы низковольтного ДИМ₁ и высоковольтного ДИМ₂ (рис. 26) также однотипны по своей топологии и содержат (каждая): двухконденсаторную фильтровую стойку (C_{Ф1,2} и C_{Ф3,4}) с уравнивающим делителем напряжения (УДН_{1,2}); балластный реактор (L_{Б1,2}) общего трансреактора (Т-Л); два модуляторных ключа (VT_{1,2} и VT_{3,4}); шунтирующий ключ (VT_{ш1,2}); блокирующий диод (VD_{БЛ1,2}); два рекуператорных тиристорных вентиля (VS_{1,2} и VS_{3,4}). Каждый УДН состоит из двухсекционного уравнивающего реактора (L_{УР1,2}) и двух диодно-ключевых стоек, включенных в параллель по схеме косого моста. Помимо этого, ДИМ_{1,2} могут быть снабжены дополнительной двухдиодной стойкой (VD'-VD'' — показаны пунктиром). Для упрощения рассмотрения нерассеивающие демпферно-снабберные цепочки (ДСЦ), аналогичные ДСЦ первого варианта, на схеме не показаны.

При прямом преобразовании энергии (C_{Ф1,2} к C_{Ф3,4}) ДИМ₁ работает в качестве высокочастотного двухтактного инвертора прямоугольного тока, а ДИМ₂ — в качестве выпрямителя с дифференциальным выходом. На очередном полупериоде (первом такте) ШИМ (0,5T_{ШИМ}) при включении VT₁ и VS₄ полные потокоцепления трансреактора (Т-Л) и ТЗВЧ нарастают (этап dψ/dt > 0) вместе с токами в цепях C_{Ф1}-L_{Б1}-N'₁-VT₁-C_{Ф1} и L_{Б2}-N'₂-VS₄-VD_{БЛ2}-C_{Ф3}-L_{Б2} (прямоходовая зарядка C_{Ф3}) в течение длительности t_н = γ_н0,5T_{ШИМ}. Затем VT₁ выключается, а включаются VT_{ш2} и VS₁ (VS₄ остается включенным), и полные потокоцепления приблизительно сохраняются (этап dψ/dt ≈ 0) вместе с короткозамкнутыми токами в цепях L_{Б2}-N'₂-VS₄-VD_{ш2}-VT_{ш2}-L_{Б2} и L_{Б2}-VD₂'-VD_{ш2}-VT_{ш2}-L_{Б2} в течение длительности токозакрывающей паузы Δt = γ_п0,5T_{ШИМ}, а также с током рекуперации энергии рассеяния обмоток L_{Б1} и N'₁ в цепи L_{Б1}-N'₁-VS₁-VD_{БЛ1}-C_{Ф2}-L_{Б1}. Здесь уместно заметить, что шунтирование N₂ и L_{Б2} существенно снижает величину рекуперированной энергии (за счет исключения ЭДС взаимоиндукции в L_{Б1} и N₁), а следовательно, повышает КПД последующей

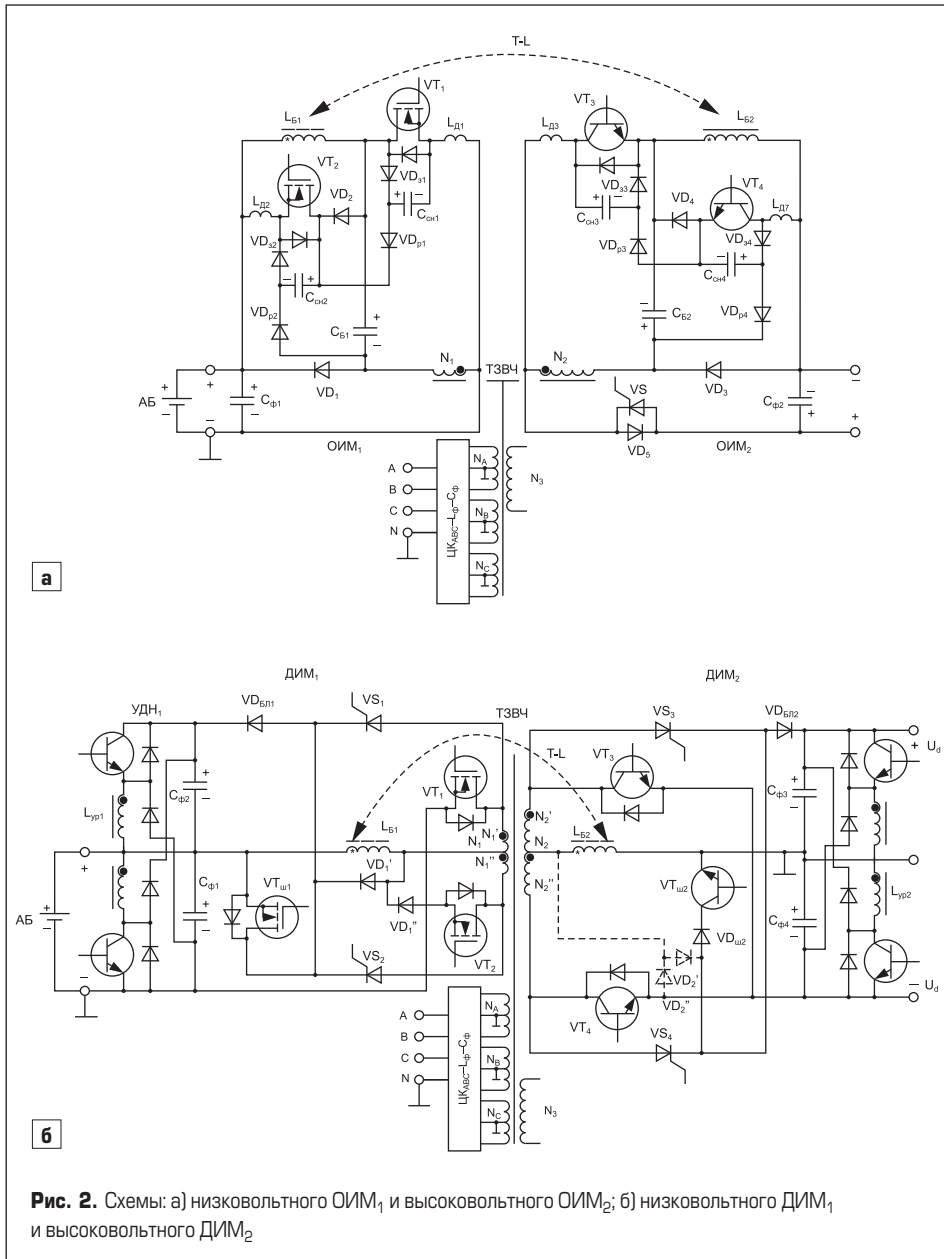


Рис. 2. Схемы: а) низковольтного ОИМ₁ и высоковольтного ОИМ₂; б) низковольтного ДИМ₁ и высоковольтного ДИМ₂

за этим обратногоходовой трансформации тока зарядки стойки $C_{ф3,4}$. По истечении указанной паузы ключ $VT_{ш2}$ выключается (VS_4 остается включенным), и потокосцепления частично (или полностью) спадают (этап $d\psi/dt < 0$) вместе с током в цепи $L_{Б2}-N_2''-VS_4-VD_{БЛ2}-C_{ф3}-L_{Б2}$ в течение оставшейся от $0,5T_{шим}$ длительности $(1-\gamma_n-\gamma_{п})0,5T_{шим}$. Затем следует аналогичный второй полупериод (второй такт) с участием ключа VT_2 , и далее процессы высокочастотно-периодически качественно повторяются, осуществляя прямое преобразование.

При обратном преобразовании энергии (от $C_{ф3,4}$ к $C_{ф1,2}$) происходят аналогичные двухтактные процессы, и производится зарядка резервной АБ.

При обоих преобразованиях в обоих вариантах схем (рис. 2а, б) могут одновременно трансформироваться токи в фазных обмотках $N_{А,В,С}$, которые, циклически-реверсивно выпрямляясь в трехфазном циклоконвертере (ЦК_{А,В,С}) и сглаживаясь в индуктивно-емкостных П-образных фильтрах низкой частоты ($L_{ф}-C_{ф}$), формируют либо на шинах А, В, С ЦРУ $\approx f_{const} U_{const}$ трехфазное синусоидальное напряжение 115/200 В, 400 Гц, либо на шинах РУ $f_{var} U_{var}$ регулируемое напряжение в диапазоне 0–400 Гц, 0–115/200 В — в режиме стартерного запуска СУ через Ст-Г-МЭМ (рис. 1).

Сравнивая между собой варианты схем ОТИК (рис. 2а, б), можно отметить следующие явные преимущества каждого из них:

- в первом варианте меньшее число п/п элементов (VT, VS, VD) и более простые алгоритмы управления;
- в первом варианте отсутствует реверс полного потокосцепления трансреактора при переключениях направлений преобразования, что повышает быстродействие в переходных процессах при регулировании и стабилизации с отрицательной обратной связью в контуре управления;
- во втором варианте реализуется связь как с униполярным, так и с дифференциальным звеньями постоянных повышенных напряжений, причем во втором случае — с произвольной асимметрией нагрузок в плечах;
- во втором варианте более симметричное распределение токов и напряжений в обмотках трансформатора (ТЗВЧ) и в п/п элементах на периоде ШИМ, позволяющее повысить удельную мощность устройства;
- во втором варианте полностью исключена возможность насыщения магнитопровода трансформатора, питаемого прямоугольным током (меандр) через реакторы, что позволяет уменьшить его размеры и массу.

Остальные преимущества вариантов могут быть выявлены при их компьютерном моделировании и экспериментальных исследованиях с учетом конкретных технических заданий.

Уравнительные делители напряжений (УДН)

УДН_{1,2} представляют собой двунаправленные (обратимые) «транспортёры заряда» конденсаторов фильтровых стоек ($C_{ф1,2}$ и $C_{ф3,4}$ на рис. 2б). Заряды транспортируются с помо-

щью параллельных диодно-ключевых стоек, образующих косою четырехплечевой мост. Одна диагональ моста подключена к крайним выводам двухсекционного уравнительного реактора ($L_{ур1,2}$), а другая — к крайним выводам фильтровой стойки. При включении ключа, подключенного к конденсатору с большим напряжением, происходят нарастание полного потокосцепления реактора (этап $d\psi/dt > 0$), сопровождаемое частичной разрядкой указанного конденсатора и прямоходовой зарядкой другого конденсатора через обратнотунтирующий диод другого ключа. При выключении указанного ключа ток подключенной к нему секции реактора частично (или полностью) спадает (этап $d\psi/dt < 0$) через подключенный к ней диод по цепи зарядки другого конденсатора с меньшим напряжением.

К достоинствам приведенных схем УДН относится (по сравнению с полумостовым обратимым конвертером) следующее:

- исключение цепи «для сквозного сверхтока» из-за несанкционированного включения обоих ключей (при воздействии на блок управления электромагнитных импульсов молний);
- возможность автоматического самовыравнивания напряжений при периодической синхронной коммутации обоих ключей (или даже любого одного, но с увеличенной при этом внутренней реактивной мощностью);
- отсутствие реверса полного потокосцепления уравнительного реактора при переключениях направлений «транспортирования заряда», существенно повышающее быстродействие (качество) регулирования в переходных процессах (например, при резкой асимметрии нагрузок в плечах ДЗППН).

Обратимый импульсный конвертер (ОИК) для гальванической развязки ДЗППН_{1,2}

Силовая схема ОИК приведена на рис. 3, где обозначены:

- 1–2–3 и 17–18–19 — выводы для подключения ДЗППН_{1,2};
- 4–5 и 20–21 — первая и вторая фильтровые стойки;
- 6 — двухобмоточный трансреактор с секциями: 7–8 и 27–28;
- 9 и 22 — мостовые импульсные модуляторы на базе диодно-ключевых стоек: 10–11, 12–13 и 23–24, 25–26 (со схемами косых мостов);
- 31–34 — нерассеивающие демпферно-снабберные цепочки;
- 14 — блок управления с цепями обратных связей (15 и 29) и с импульсно-модуляторными выводами (16 и 30).

Идентичность (зеркальная симметрия) схем модуляторов 9 и 22 позволяет рассмотреть только режим прямого преобразования энергии: от выводов 1–2–3 к выводам 17–18–19. При этом управляющие импульсы поступают только с выводов группы 16 для управления ключами 11 и 13 модулятора 9, а модулятор 22 работает как выпрямитель трапецеидального тока вторичной обмотки 27–28 трансреактора 22.

Если напряжения на конденсаторах питающей фильтровой стойки 4–5 асимметричны, то первым включается ключ, подключенный к конденсатору с большим напряжением, например ключ 11. При этом происходит нарастание полного потокосцепления трансреактора (этап $d\psi/dt > 0$) вместе с токами в цепях: 4–11–7–4; 8–5–обратный диод ключа 13–8 (прямоходовая подзарядка конденсатора 5) и 28–27–обратный диод ключа 26–20–21–обратный диод ключа 24–28 (прямоходовая зарядка стойки 20–21 в течение длительности $t_{и} = \gamma T_{шим}$). Затем ключ 11 выключается, и полное потокосцепление частично (или полностью) спадает (этап $d\psi/dt < 0$) вместе с токами в цепях: 7–5–12–7 (подзарядка конденсатора 5) и 28–25–20–21–23–27–28 (обратноходовая зарядка стойки 20–21) в течение длительности $T_{шим}-t_{и} = (1-\gamma)T_{шим}$. Далее процессы высокочастотно-периодически качественно повторяются, осуществляя зарядку стойки 20–21 и выравнивание напряжений

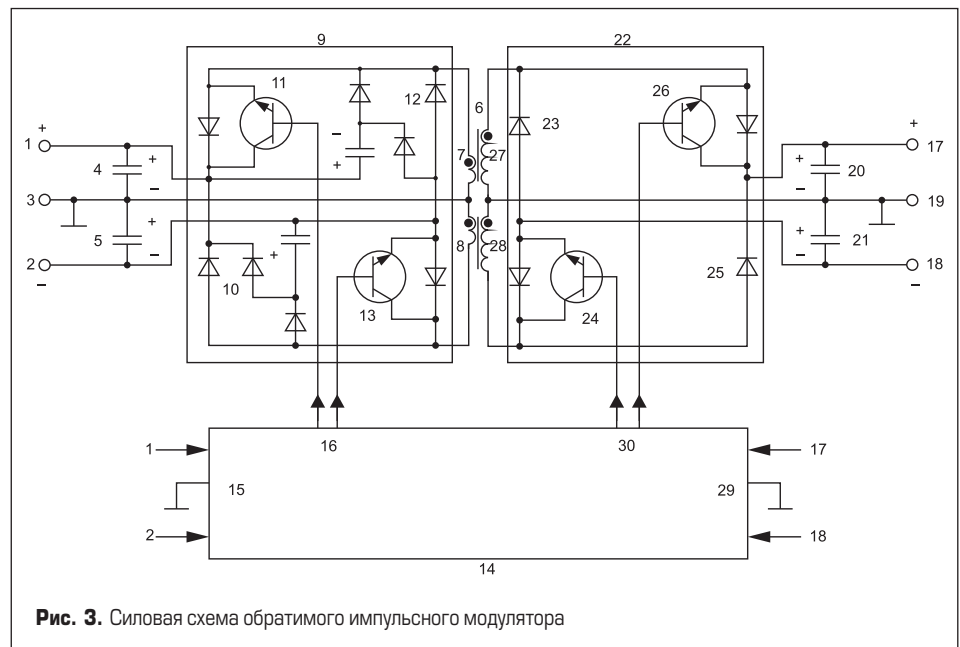


Рис. 3. Силовая схема обратимого импульсного модулятора

на конденсаторах 4 и 5 одновременно с выравниванием напряжений на конденсаторах 20 и 21 (симметрирование попарных напряжений $U_4 = U_5$ и $U_{20} = U_{21}$).

При наличии указанной симметрии на очередном периоде $T_{\text{шим}}$ происходит синхронное включение ключей 11 и 13, после чего на этапе $d\psi/dt > 0$ нарастают токи в цепях 5-4-11-7-8-13-5 и 28-27-обратный диод ключа 26-20-21-обратный диод ключа 24-28 (прямоходовая зарядка стойки 20-21) в течение длительности $t_{\text{и}} = \gamma T_{\text{шим}}$. Затем оба ключа 11 и 13 синхронно выключаются, и на этапе $d\psi/dt < 0$ частично (или полностью) спадают токи в цепях 27-28-25-20-21-23-27 (обратноходовая зарядка стойки 20-21) за счет ЭДС самоиндукции индуктивности вторичной обмотки 27-28 трансреактора 6 и 7-8-10-4-5-12-7 (рекуперация энергии индуктивности рассеяния первичной обмотки 7-8 трансреактора).

Далее процессы высокочастотно-периодически повторяются, осуществляя прямое преобразование энергии. Обратное преобразование осуществляется аналогичным образом; при этом модуляторы 9 и 22 меняются ролями.

При работе модуляторных ключей осуществляется их мягкая коммутация (без скачков тока и напряжения). Плавная зарядка снабберного конденсатора 32 происходит после выключения ключа 11 через зарядный диод 33 и демпферный дроссель 31, а его полная зарядка — после включения ключей 11 и 13 по цепи 32-11-31-7-8-13-34-32.

К существенным достоинствам схемы ОИК (рис. 3), помимо обратимости, относятся:

- гальваническая развязка групп дифференциальных выводов;
- автоматическое выравнивание плечевых напряжений на каждом ЗППН при существенных асимметриях плечевых нагрузок на дифференциальных выводах;
- способность согласования произвольных уровней напряжений ЗППН_{1,2};
- исключение цепей для «сквозных токов» из-за несанкционированных включений

ключей при воздействии электромагнитных импульсов молний;

- высокий КПД и малые помехоизлучения благодаря мягкой коммутации ключей с помощью нерассеивающих демпферно-снабберных цепочек (ДСЦ);
- способность работы при униполярном питании (например, при обрыве одного из питающих плеч 1-3 и 2-3).

При равенстве напряжений ДЗППН₁ и ДЗППН₂ (например, 0 ± 270 В), т. е. при равенстве витков в обмотках 7-8 и 27-28 трансреактора 6, эти обмотки рекомендуется мотать вместе в два провода (или все секции — в четыре провода) для снижения индуктивности рассеяния. Это позволяет повысить КПД за счет снижения внутренней реактивной (рекуперированной) мощности. Для существенного повышения КПД обратноходовой трансформации можно также ввести в схему шунтирующие ключи, а в алгоритм управления — токозамыкающие паузы между этапами $d\psi/dt > 0$ и $d\psi/dt < 0$, т. е. этап $d\psi/dt \approx 0$.

Импульсный модулятор

Схема импульсного модулятора (ИМ) представлена на рис. 4. Он предназначен для рекуперации электроэнергии реактивных нагрузок ЦРУ ≈ 400 Гц, 115/200 В, а также энергии рекуперативного торможения исполнительных двигателей (причем в широком скоростном диапазоне в случае индивидуального питания двигателя от ЦКА_{А,В,С}). ИМ представляет собой двоярный (расщепленный) комбинированный понижающе-повышающий полярно-повторяющий конвертер с общим трансреактором (Т-Л) и двумя парами диодно-ключевых стоек ($VD_{1,2}-VT_{1,2}$ и $VD_{3,4}-VT_{3,4}$). Закорачивающие ключи ($VT_{3,4}$) снабжены нерассеивающими демпферно-снабберными цепочками ($L_d, C_{\text{сн}}$) с зарядно-разрядными двухдиодными стойками для мягкой коммутации. Применение вместо отдельных реакторов (L_1 и L_2) объединенного трансреактора (Т-Л) позволяет получить самовыравнивание

плечевых напряжений на фильтровой стойке $C_{\text{ф3,4}}$ благодаря обратноходовой трансформации тока (при согласном включении обмоток, как показано на рис. 4). При этом полное потокоцепление Т-Л является однополярно-пульсирующим (без реверса при переключениях ключей), что повышает быстродействие регулирования (стабилизации) и КПД преобразования.

Основным рабочими модуляторными ключами являются закорачивающие $VT_{3,4}$. При их коммутации соответствующие последовательные ключи ($VT_{1,2}$) могут быть постоянно включены, т. к. основным режимом работы конвертеров является повышающий (бустерный). Однако в схеме предусмотрены еще два резервных режима: понижающий, с коммутацией $VT_{1,2}$ при выключенных $VT_{3,4}$, и дозирующий (понижающе-повышающий), с синхронной коммутацией пары (VT_1-VT_3 и/или VT_2-VT_4). Указанные резервные режимы используются при существенных асимметриях в трехфазных напряжениях, а также при отказах (сбоях) одного или двух каналов трехфазного циклоконвертора (ЦКА_{А,В,С} на рис. 1).

Заключение

Рассмотренная структура магистрального канала авиабортового ЭЭК с магнитоэлектрическими стартер-генераторами (с установочной мощностью до 250 кВт) и дифференциальными звеньями постоянного повышенного напряжения (0 ± 270 В) для параллельного включения каналов обеспечивает взаимное резервирование цепей питания переменного и постоянного токов, включая бесперебойное питание всего комплекса от резервных аккумуляторных батарей. Структура позволяет минимизировать число преобразовательных каскадов в цепях питания большинства мощных потребителей для повышения КПД и удельной мощности комплекса.

Предложенные нетрадиционные схемотехнические решения для multifunctionальных импульсных преобразователей обеспечивают попарно-обратимое преобразование переменных и постоянных напряжений, нормируемых в ГОСТе на качество электроэнергии авиабортовых ЭЭК, и могут использоваться как базовые при создании высокоэффективных по надежности и удельной мощности унифицированных модулей для синтеза модульно-масштабируемой архитектуры ЭЭК с высокой эффективностью в производственной, монтажной и эксплуатационно-ремонтной областях.

Литература

1. Левин А. В., Мусин С. М., Харитонов С. А., Ковалев К. Л., Герасин А. А., Халютин С. П. Электрический самолет: концепция и технологии. Уфа: УГАТУ. 2014.
2. Резников С. Б., Бочаров В. В., Харченко И. А. Электромагнитная и электроэнергетическая совместимость систем электроснабжения и вторичных источников питания полно-

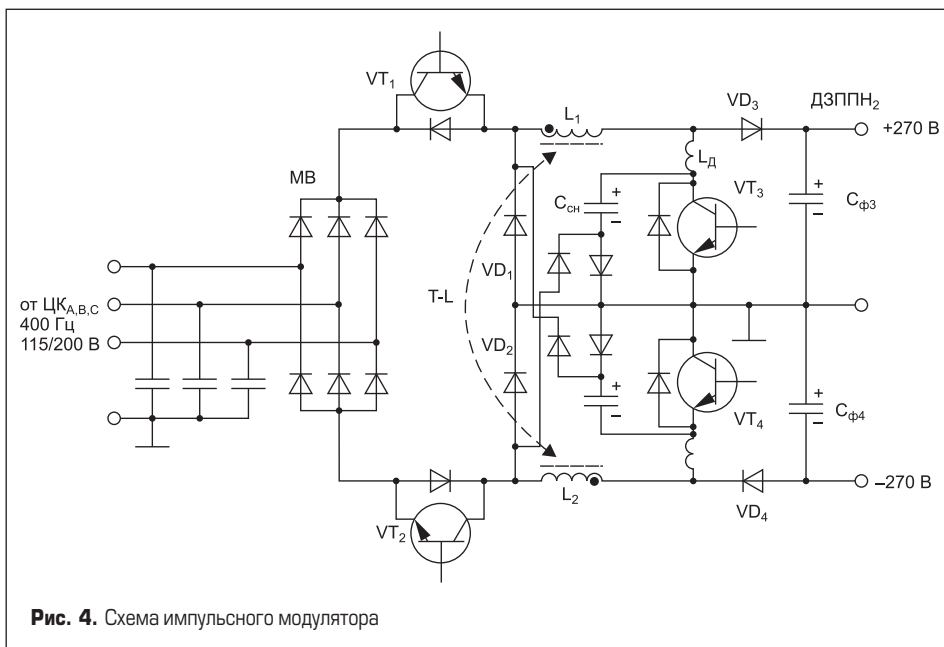


Рис. 4. Схема импульсного модулятора

- стью электрифицированных самолетов. М.: Изд-во МАИ. 2014.
3. Левин А. В., Алексеев И. И. Полностью электрифицированный самолет — от концепции к реализации // *Авиационная промышленность*. 2006. № 2.
 4. Коняхин С. Ф., Резников С. Б., Бочаров В. В., Сыроежкин Е. В., Харченко И. А. Критерии оптимальности и примеры синтеза структуры комбинированной системы электроснабжения переменного-постоянного тока перспективных летательных аппаратов с полностью электрифицированным приводным оборудованием // *Электроника и электрооборудование транспорта*. 2013. № 2.
 5. ГОСТ Р54073-2010 «Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии».
 6. Кук С., Ненахов С. Новый DC/DC-преобразователь с нулевыми пульсациями и интегрированными магнитопроводами // *Силовая электроника*. 2004. № 2.
 7. Резников С. Б., Сыроежкин Е. В., Харченко И. А. Комбинированные системы электроснабжения на базе обратимых электромашинных и статистических преобразователей для полностью электрифицированных самолетов // *Вестник Московского авиационного института*. 2016.