

УДК 621.314

## **Многофункциональные конверторно-инверторные преобразователи для авиационных систем электроснабжения.**

**Резников С.Б.\*, Бочаров В.В.\*\*, Ермилов Ю.В.\*\*\*, Лавринович А.В.\*\*\*\*,  
Харченко И.А.\*\*\*\*\***

*Московский Авиационный Институт (национальный исследовательский университет), МАИ, Волоколамское шоссе, 4, Москва, А-80, ГСП-3, 125993, Россия*

*\*e-mail: rezn41@mail.ru*

*\*\*e-mail: e.bocharowa@yandex.ru*

*\*\*\*e-mail: yuri-ermilov@yandex.ru*

*\*\*\*\*e-mail: rewersion@yandex.ru*

*\*\*\*\*\*e-mail: ihar@mail333.com*

### **Аннотация**

Предлагается принципиально новая схмотехническая технология синтеза регулируемых инверторов синусоидального напряжения (РИСН) на базе унифицированных модулей обратимых импульсных конверторов (ОИК) с пульсирующими выходными напряжениями. Технология позволяет существенно улучшить массоэнергетические, надежность, регулировочно-динамические, стоимостные и эксплуатационные показатели, а также обеспечить высокое качество выходного напряжения, определяющее К.П.Д. бортового электропривода, и уровень помехоизлучений. Основным техническим результатом предлагаемой технологии является повышение энергоэкономичности авиабортовой системы электроснабжения. Статья представляется полезной для разработчиков авиационных

систем электроснабжения (СЭС), а также широкого круга специалистов в области силовой электроники и электроприводов для транспортных средств.

**Ключевые слова:** регулируемый инвертор, стандартные модули, обратимый импульсный конвертор, авиационная система электроснабжения, энергоснабжение

### **Постановка задачи и актуальность предложения**

Наиболее надежным, энергоэкономичным и легко управляемым (без датчиков положения ротора) электродвигателем, предназначенным для авиабортных приводов, является простейший асинхронный двигатель (с ротором типа «беличьей клетки»).

Электромеханическое преобразование энергии в электромашинах переменного тока в обоих направлениях (в двигательном и генераторно-тормозном режимах) осуществляется только за счёт основных (первых) гармонических составляющих токов в их обмотках, тогда как остальные (высшие) составляющие лишь вызывают тепловые потери в меди и в стали, не создавая полезного электромагнитного момента. Поэтому для управляемого электропитания асинхронного двигателя через трехфазный инвертор исключительную роль играет качество выходного напряжения инвертора, а именно – синусоидальность и симметрия формы фазных напряжений, а также быстроедействие регулирования их основных параметров: амплитуды, частоты (с учетом величины скольжения обоих знаков) и временной фазы (фазового сдвига обоих знаков относительно тока).

Из вышеуказанного следует, что успешность перспективы создания энергоэкономичных авиаприводов в большей степени определяется выходными параметрами регулируемого инвертора синусоидального напряжения (РИСН).

Применяемые в настоящее время схемотехнические технологии синтеза трехфазных РИСН не в состоянии одновременно обеспечить удовлетворительные показатели: массоэнергетические (удельную массу и К.П.Д.), надежность (термостойкость, безотказность, долговечность и ремонтпригодность), показатели электромагнитной совместимости (уровень кондуктивной и полевой помехоэмиссии), регулировочно-динамические (быстродействие переключения режимов и направления преобразования электроэнергии, а также качество переходных процессов при регулировании амплитуды, частоты и фазового сдвига напряжений), стоимостные (себестоимость производства) и эксплуатационные (расходы на обслуживание и ремонтно-регламентные работы с учетом простоя транспорта).

Указанные технологии обычно базируются на одном из двух основных принципов преобразования постоянного напряжения в синусоидальное:

а) высокочастотная импульсная (обычно - широтно-импульсная) модуляция постоянного одноуровневого напряжения источника с последующим периодическим низкочастотным инвертированием полярности и фильтровым выделением (демодуляцией) на выходе основной гармонической составляющей;

б) низкочастотно-релейное формирование однополярного напряжения симметрично-ступенчатой формы (например прямоугольной или типа

«мавзолейной») при питании от одно- или многоуровневого источника с последующим периодическим реверсом (инвертированием) полярности и фильтровым выделением основной гармонической составляющей. В некоторых случаях используют комбинацию этих принципов.

Первый принцип просто реализуется в однофазном варианте, но вызывает затруднения при реализации в трехфазном варианте с общим нейтрально-нулевым выводом из-за необходимости расщепления источника питания на три гальванически развязанных вторичных источника, причем без утери свойства обратимости [1], а также вынуждает мириться с существенными коммутационными тепловыми потерями в высокочастотных модулирующих транзисторах, т.е. с дополнительным снижением К.П.Д. из-за указанных потерь и последовательно-каскадного преобразования энергии. Второй принцип существенно усложнен необходимостью реализации многоуровневого источника постоянных напряжений, например, с помощью импульсно-конверторного делителя/умножителя постоянных напряжений [2], а также необходимостью обеспечения общего нейтрально-нулевого вывода в трёхфазном варианте. И наконец, оба принципа для исключения перегрева двигателя требуют установки относительно громоздких, тяжёлых и теплорассеивающих выходных L-C-фильтров низкой частоты, снижающих также быстродействие регулирования мгновенных значений выходных напряжений.

В связи с вышеизложенным представляется актуальным поиск новых принципов преобразования постоянного напряжения в синусоидальное, свободных в

той или иной степени от перечисленных недостатков, а если удастся – принципиально новой («прорывной») схемотехнической технологии синтеза РИСН.

Ниже предлагается принципиально новая схемотехническая технология синтеза РИСН на базе обратимых импульсных конверторов (ОИК) с однополярным синусоидально-пульсирующим выходным напряжением вида:

$$U_d(t) = E + U_0 \cdot \sin(\omega t),$$

где  $E > U_0$ , и последовательно подключенного к его выходу обратимого (по току) источника постоянного напряжения смещения:  $U_{CM} = -E$  или «смещающего» емкостного накопителя. При этом выходное напряжение РИСН будет синусоидальным:

$$U_{ВЫХ}(t) = U_d(t) + U_{CM} = U_0 \cdot \sin(\omega t).$$

Проведем сравнение предлагаемой технологии с широко применяемой в настоящее время и основанной на вышеописанном первом принципе, согласно которому с помощью ОИК и сглаживающего фильтра формируется среднеимпульсное напряжение вида:  $U_d(t) = U_0 |\sin(\omega t)|$  (со стопроцентной глубиной пульсаций), а затем с помощью полярно-инвертирующего коммутатора формируется выходное напряжение:

$$U_{ВЫХ}(t) = U_0 \sin(\omega t) = \begin{cases} +U_d(t) & \text{при } \omega t \in [0 + 2\pi n; \pi + 2\pi n), \\ -U_d(t) & \text{при } \omega t \in [\pi + 2\pi n; 2\pi + 2\pi n), \end{cases} \text{ где } n \in \mathbb{Z}.$$

Сравнивая гармоническую функцию (с постоянной составляющей):  $U_d(t) = E + U_0 \cdot \sin(\omega t)$  с функцией:  $U_d(t) = U_0 |\sin(\omega t)|$ , имеющей периодические релейные переключения (знакопеременные скачки) производной, и учитывая

интегрально-дифференцирующий характер взаимосвязей токов и напряжений в балластных и фильтровых L-С-элементах импульсных конверторов, можно с уверенностью констатировать принципиальные преимущества предлагаемой технологии синтеза РИСН в аспекте качества выходной электроэнергии.

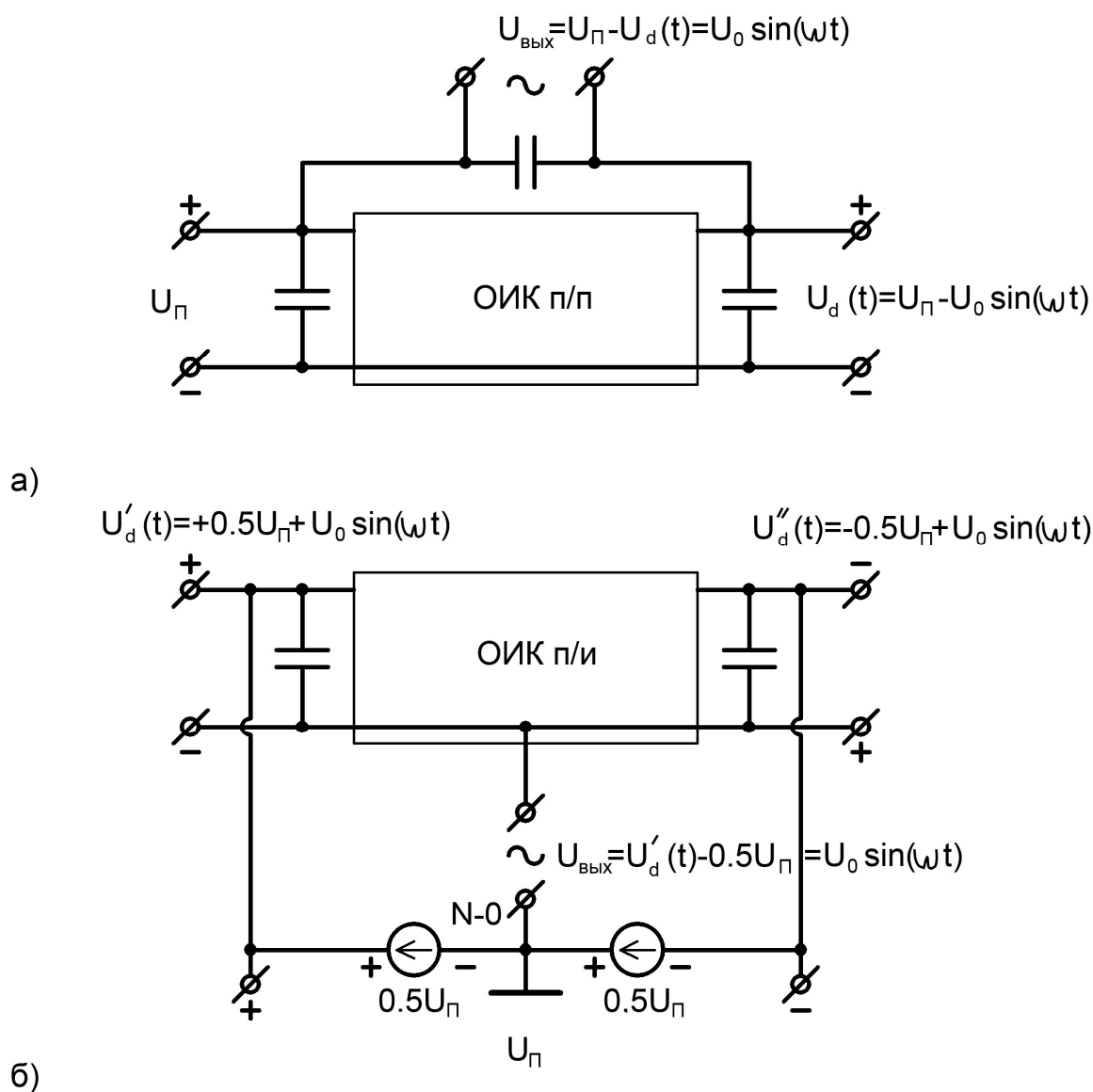


Рис.1 Структуры РИСН на базе ОИК.

На рис.1 приведены две структуры РИСН на базе ОИК: а) полярно-повторяющего (ОИК п/п) и б) полярно-инвертирующего (ОИК п/и) и источника питания со среднепотенциальным выводом. Первая структура более простая, но зато

вторая имеет общий для входа и выхода нейтрально-нулевой (заземленный) вывод (N-0), позволяющий использовать её в трёхфазном варианте.

В качестве одного из возможных вариантов реализации предлагаемой схемотехнической технологии синтеза РИСН может быть рассмотрена схема РИСН на базе ОИК, используемого как возвратно-периодический «транспортёр заряда», описанный в [2,4,5] и модернизированный авторами с целью исключения так называемых «сквозных сверхтоков» в цепи последовательно соединённых транзисторов, а также с целью исключения реверса полного потокосцепления реактора (трансреактора) при переключениях направления преобразования энергии для повышения быстродействия регулирования по эталону с цепями отрицательных обратных связей.

Помимо вышеперечисленных преимуществ рассматриваемого автономного инвертора он имеет еще одно немаловажное достоинство: простоту модульного исполнения с возможностью «масштабирования», т.е. параллельно-многомодульного наращивания суммарной мощности с любым числом фаз выходного напряжения.

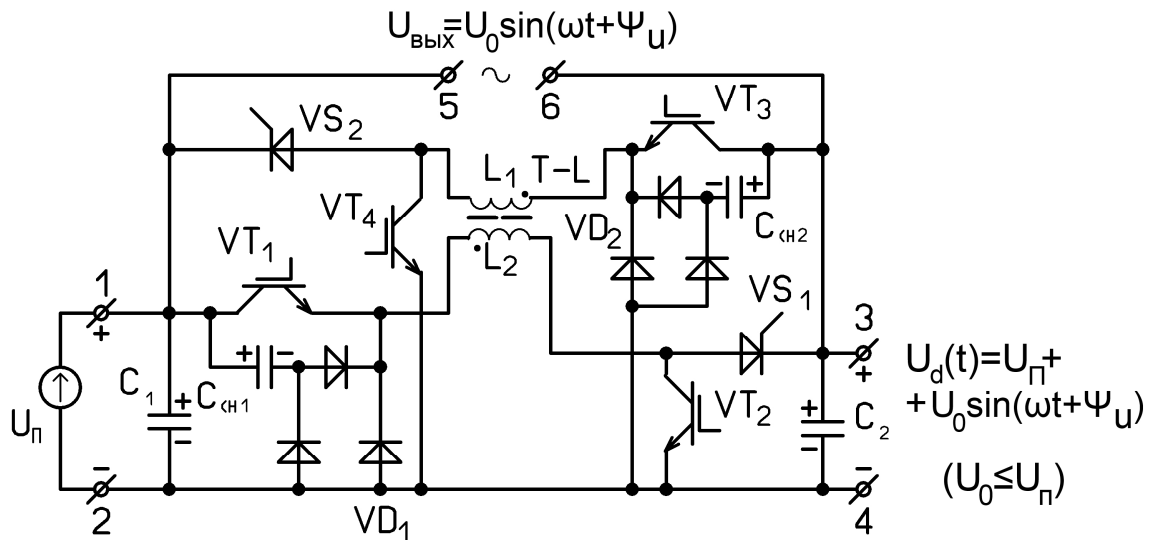


Рис.2 Принципиальная силовая схема РИСН на базе ОИК п/п.

На рис.2 представлена принципиальная силовая схема РИСН на базе унифицированного модуля полярно-повторяющего ОИК, в соответствии со структурой на рис.1а. Модуль ОИК представляет собой два параллельно-встречно включенных комбинированных понижающе-повышающих импульсных модулятора с общим накопительно-демодулирующим трансреактором (Т-Л). Модулирующие транзисторы ( $VT_1$  и  $VT_3$ ) снабжены нерассеивающими защитно-ограничительными диодно-емкостными цепочками со снабберными конденсаторами ( $C_{сн1,2}$ ). Питание ( $U_{\Pi}$ ) подается на любую из двух пар внешних выводов знакопостоянных напряжений: 1-2 или 3-4. На другой паре тех же выводов формируется пульсирующее напряжение:  $U_d(t) = U_{\Pi} + U_0 \sin(\omega t)$ , где  $U_{\Pi} \geq U_0$ . При этом на выходных выводах 5-6 генерируется разностное напряжение:

$$U_{ВЫХ}(t) = U_d(t) - U_{\Pi} = U_0 \cdot \sin(\omega t + \Psi_U),$$

регулируемое по амплитуде ( $U_0$ ), частоте ( $\omega$ ) и начальной фазе ( $\Psi_U$ ).



Трансреактор (Т-Л) обладает знакопостоянным пульсирующим полным потокосцеплением и выполняет две взаимосвязанные функции: а) функцию фильтрующего промежуточного накопителя, позволяющего исключить из состава емкостных фильтров ( $C_{1,2}$ ) электролитические конденсаторы, имеющие низкие показатели надежности (термостойкости, безотказности и долговечности) и б) функцию демодулятора, обеспечивающего синусоидальную форму среднеимпульсных токов в цепях фильтровых конденсаторов ( $C_{1,2}$ ), имеющих относительно малую установленную энергоемкость.

После каждого очередного нарастания полного потокосцепления в любом из режимов понижения или повышения напряжения в течение длительности времени импульса:  $t_{И} = \gamma_{И} T_{ШИМ}$ , где  $T_{ШИМ}$  – период широтно-импульсной модуляции,  $\gamma_{И}$  – коэффициент заполнения импульса, следует пауза длительностью:  $\Delta t_{П} = \gamma_{П} T_{ШИМ}$ , в течение которой потокосцепление (а следовательно и электромагнитная энергия) трансреактора приблизительно сохраняются вместе с током в коротко-замкнутой шунтирующим ключем ( $VT_2$  или  $VT_4$ ) обмотке ( $L_1$  или  $L_2$ ) трансреактора. По окончании указанной паузы шунтирующий ключ выключается, и ток обмотки трансреактора переключается в цепь нагрузки через соответствующий тиристор ( $VS_1$  или  $VS_2$ ), частично спадая за оставшееся время:

$$(T_{ШИМ} - t_{И} - \Delta t_{П}) = (1 - \gamma_{И} - \gamma_{П}) T_{ШИМ}.$$

Введение указанной паузы позволяет за счёт дуального управления ( $\gamma_{И}(t)$  и  $\gamma_{П}(t)$ ) регулировать среднеимпульсные значения выходного тока и полного

потокосцепления трансреактора, обеспечивая при этом статическую устойчивость замкнутой системы управления (в режиме непрерывного потокосцепления).

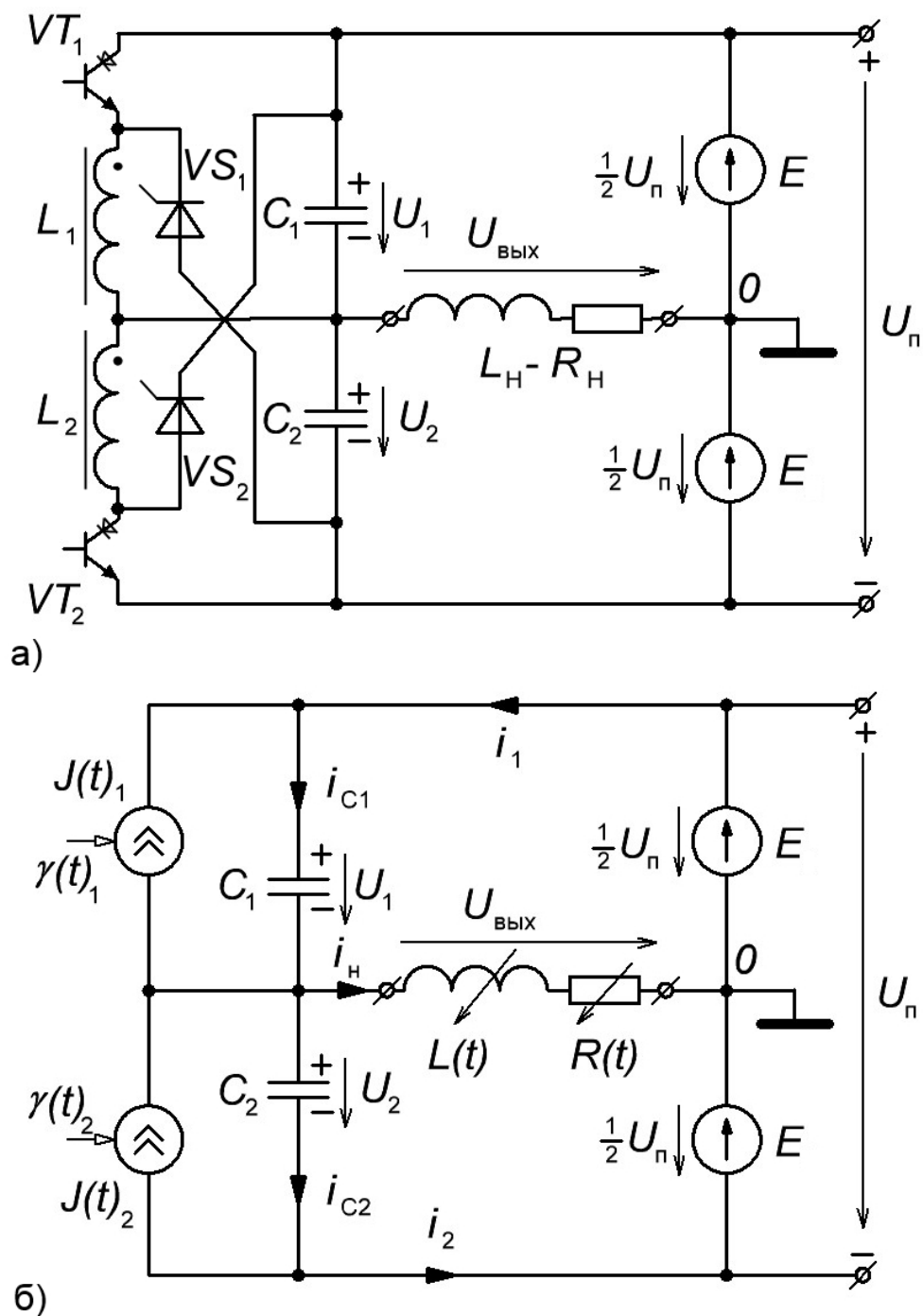


Рис.3 Принципиальная силовая схема (а) и схема замещения (б)РИСН на базе ОИК п/и.

На рис.3а приведена упрощенная принципиальная схема полумостового модуля регулируемого инвертора синусоидального напряжения (РИСН), соответствующая структуре на рис.1б, с составным двухсекционным источником питания (Е-Е). Модуль содержит обратимый импульсный конвертор ( $VT_{1,2} - VS_{1,2} - L_{1,2}$ ) с двухобмоточным трансреактором и емкостный делитель постоянного напряжения ( $C_{1,2}$ ). Конвертор периодически противофазно заряжает и разряжает конденсаторы  $C_{1,2}$ , поддерживая на каждом из них знакопостоянные пульсирующие напряжения, изменяющиеся по законам:

$$U_{1,2}(t) = E \mp U_0 \cdot \sin(\omega t + \varphi_0(t)),$$

где  $U_0(t) < \frac{1}{2}U_{II}$  – регулируемая амплитуда выходного напряжения;

$U_{II} = 2E$  – напряжение питания;  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi / T$  – циклическая частота выходного напряжения;  $\varphi_0(t)$  – регулируемая начальная фаза выходного фазного напряжения (или фазово-временной сдвиг относительно фазного тока).

При этом выходное напряжение, приложенное к активно-индуктивной нагрузке  $L_H - R_H$ , изменяется по заданному закону:

$$U_{ВЫХ}(t) = U_2(t) - \frac{1}{2} \cdot U_{II} = U_0(t) \cdot \sin(\omega t + \varphi_0(t)), \quad (1)$$

где в общем случае регулируются амплитуда, частота и начальная фаза.

Попутно отметим три важнейших дополнительных достоинства предложенной схемы:

1) отсутствие цепи для «сквозных» сверхтоков, способных возникать в двухтранзисторной модульной стойке, непосредственно зашунтированной

конденсаторным фильтром, при несанкционированных одновременных включениях транзисторов (например, из-за помех в управляющем драйвере), и вызывающих большие коммутационные потери, мощные помехоизлучения и отказы транзисторов;

2) обратимый импульсный конвертор по отношению к напряжениям  $U_1$  и  $U_2$  является полярно-инвертирующим, т.е. повышающе-понижающим с гибкой регулировочной характеристикой в режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ) при непрерывном полном потокосцеплении трансреактора:  $U_2(t) = \frac{\gamma}{1-\gamma} U_1$ , где  $\gamma = t_{и} / T_{ШИМ}$  – коэффициент заполнения импульса с длительностью  $t_{и}$  и периодом следования  $T_{ШИМ}$ , что позволяет регулировать амплитуду выходного напряжения в широких пределах – от 0 до  $1/2 \cdot U_{П}$ .

3) высокое быстродействие переключений направления преобразования энергии (с прямого на обратное и наоборот) благодаря однонаправленности (отсутствию реверса) полного потокосцепления трансреактора  $L_{1,2}$ , позволяющее эффективно использовать регулирование мгновенного значения (формы) выходного напряжения с отрицательной обратной связью при сравнении с эталонным сигналом.

Анализ микропереходных (импульсно-высокочастотных) и макропереходных (по огибающим) процессов в приведенной схеме удобно производить в компьютерной модели с применением современных программных средств и стандартных библиотечных наборов моделей полупроводниковых элементов, включая силовые транзисторы и микросхемные драйверы. При этом для расчета и

оптимизации параметров схемы необходимо многократно производить однотипное моделирование с поочередным варьированием нескольких параметров, что часто приводит к большим временным и стоимостным затратам.

В связи с вышеизложенным представляется целесообразным предварительные исследования макропереходных процессов и квазиустановившихся режимов производить не на дискретно-импульсной модели рассматриваемой схемы, а на модели упрощенной схемы замещения для квазинепрерывного режима. Указанная схема замещения для полумостового модуля ОРИСН приведена на рис. 3б. Здесь обратимый импульсный конвертор (ОИК) представлен двумя регулируемыми идеальными источниками синусоидального тока  $J_{1,2}(t)$ , а нагрузка представлена регулируемым активным и индуктивным сопротивлениями  $R_H(t)$  и  $L_H(t)$ .

Для приближенного аналитического исследования или упрощенных компьютерных вычислений запишем основные уравнения и соотношения для произвольного переходного режима и их частную форму для квазиустановившегося режима.

Для произвольного переходного режима имеем:

уравнения для узловых токов:

$$\begin{cases} J_1(t) + i_1 - i_{C1} = 0, \\ J_2(t) + i_2 - i_{C2} = 0, \\ i_H + i_2 - i_1 = 0; \end{cases}$$

уравнения равновесия напряжений:

$$\begin{cases} U_1 + U_2 = U_{II} = 2 \cdot E, \\ U_1 + U_{ВЫХ} = E \end{cases}$$

и дифференциальные уравнения:

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{dU_1}{dt} = i_{C1}, \\ C_2 \cdot \frac{dU_2}{dt} = i_{C2}, \\ L_H(t) \cdot \frac{di_H}{dt} + R_H(t) \cdot i_H = U_{ВЫХ}. \end{cases} \quad (2)$$

Попутно заметим, что в последнем уравнении множитель  $L_H(t)$  вынесен из-под знака производной от потокосцепления с учетом упрощающего допущения об отсутствии насыщения магнитопровода ( $dL_H/dt \approx 0$ ).

Для квазиустановившегося режима при допущении о несоизмеримо высокой частоте широтно-импульсной модуляции ( $T_{ШИМ} \rightarrow 0$ ) по сравнению с частотой выходного напряжения и при условии непрерывности токов в дросселях  $L_{1,2}$  имеем уравнения баланса вольт-секундных интегралов для двух полярностей напряжений на дросселях:

$$\begin{cases} U_1 \cdot \gamma_1 = U_2 \cdot (1 - \gamma_1), \\ U_2 \cdot \gamma_2 = U_1 \cdot (1 - \gamma_2), \end{cases}$$

где  $\gamma_1 = \frac{\Delta t_{VT1}}{T}$  и  $\gamma_2 = \frac{\Delta t_{VT2}}{T}$  – коэффициенты заполнения (относительные длительности) управляющих импульсов для транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ .

Из последних уравнений с учетом постоянства напряжения питания ( $U_1 + U_2 = U_{П}$ ) получаем выражения для регулировочно-передаточных характеристик прямого и обратного преобразования обратимого конвертора в режиме понижения напряжений:

$$\begin{cases} U_2(t) = \gamma_1(t) \cdot U_{П}, \\ U_1(t) = \gamma_2(t) \cdot U_{П}. \end{cases}$$

С учетом записанных ранее временных функций  $U_{1,2}(t)$  из последних соотношений получаем регулировочные функции для управления транзисторами:

$$\gamma_{1,2}(t) = \frac{1}{U_{II}} \cdot U_2(t) = \frac{U_0(t)}{U_{II}} \cdot (1 \mp \sin(\omega \cdot t + \varphi_0(t))). \quad (3)$$

Из (1) и (2) получаем выражения для управления идеальными источниками тока в схеме замещения (рис. 2б):

$$\begin{cases} J_1(t) = i_{C1} - i_1 = C_1 \cdot \frac{dU_1}{dt} - i_1 = \frac{-U_0(t)}{X_{C1}} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_0(t)) - i_1(t), \\ J_2(t) = i_{C2} - i_2 = C_2 \cdot \frac{dU_2}{dt} - i_2 = \frac{U_0(t)}{X_{C2}} \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_0(t)) - i_2(t) \end{cases}$$

или

$$J_{1,2}(t) = \Delta I_{1,2}(t) \mp J_0 \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_0(t)),$$

где  $J_0 = \frac{U_0(t)}{X_C}$  – амплитуда источников тока;

$\Delta I_{1,2}(t) = -i_{1,2}(t)$  – токи рекуперации или реактивные токи со стороны нагрузки.

Следует отметить, что по отношению к напряжениям  $U_{II}$  и  $U_1$  (или  $U_2$ ) данный обратимый импульсный конвертор (ОИК) является понижающим, что ограничивает величину выбираемой амплитуды выходного напряжения в выражении (1) половиной величины напряжения питания. Этот диапазон можно вдвое расширить, если использовать вместо одного два ОИК с противофазным регулированием выходных потенциалов.

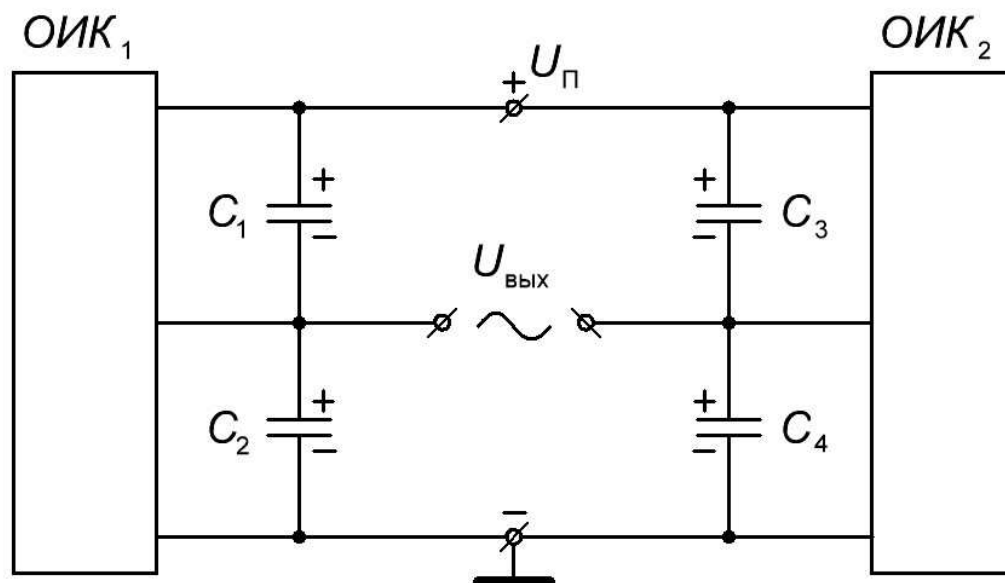


Рис.4 Структура мостового РИСН на базе двух ОИК п/и

На рис. 4 представлена структура мостового РИСН на базе двух ОИК п/и, работающих в режиме понижения относительно напряжения питания с противофазным регулированием. Помимо расширения диапазона выбора величины амплитуды выходного напряжения такая структура позволяет вдвое увеличить быстродействие регулирования его мгновенных значений, т.е. существенно улучшить качество переходных процессов.

Дальнейшее расширение диапазона регулирования амплитуды выходного напряжения при ограничении напряжения питания можно обеспечить путем переключения структуры преобразователя, в частности – заменой мест подключения источника питания и нагрузки. При этом ОИК могут работать в повышающем или понижающе-повышающем режимах, в зависимости от мест подключения конденсаторов.



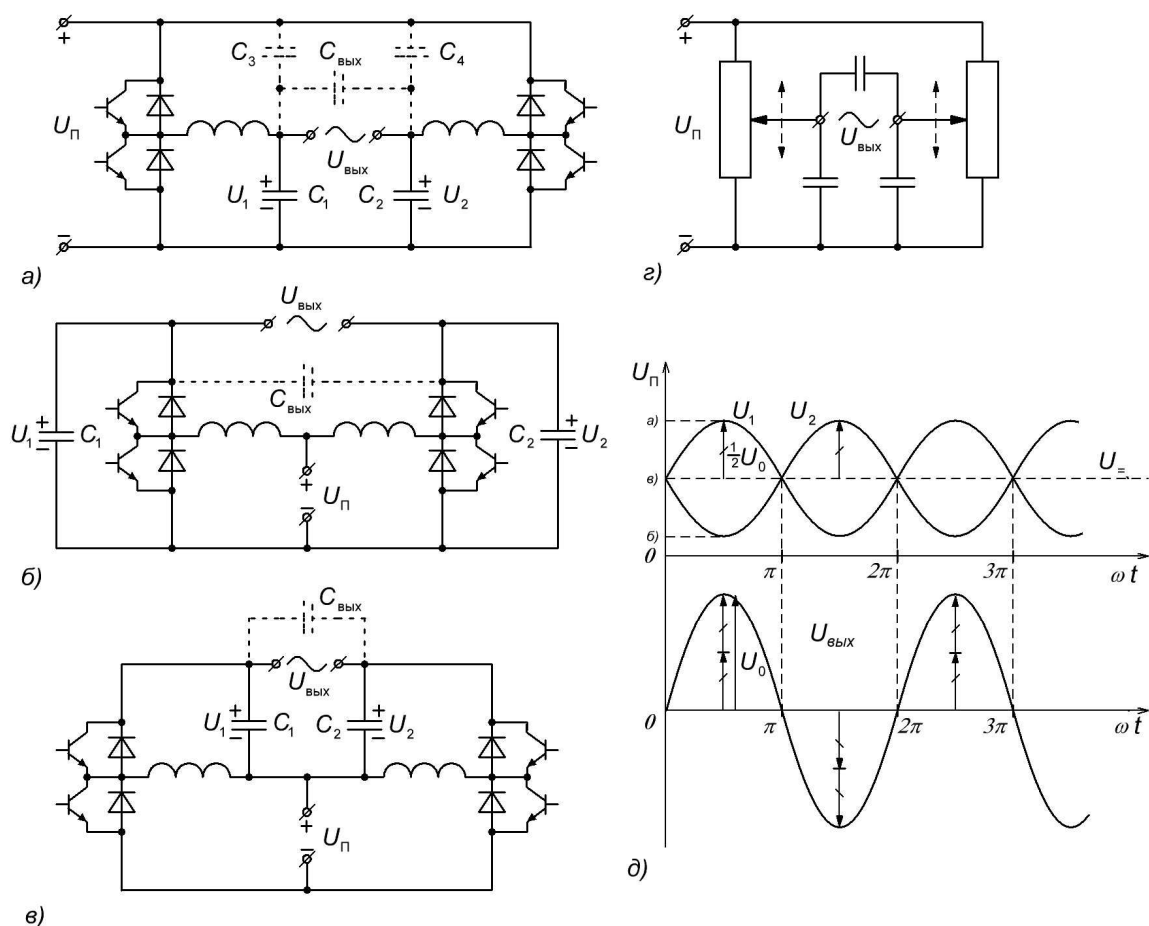


Рис.5 Однофазные РИСН на базе спаренных ОИК в режимах работы (а,б,в),  
реостатно-колебательный аналог (г) и временные диаграммы (д)

На рис. 5 представлены схемы однофазных РИСН на базе спаренных ОИК, работающих в режимах: а) понижающем (аналог схемы на рис. 3), б) повышающем, в) понижающе-повышающем (полярно-инвертирующем).

На рис. 5г показан реостатно-колебательный аналог РИСН с понижающими ОИК, а на рис. 5д приведены временные диаграммы конденсаторных напряжений ( $U_1$ ,  $U_2$  и  $U_{вых}$ ).

Для схемы РИСН с повышающими конверторами (рис. 5б) регулировочные функции для управления транзисторами конверторов будут отличаться от ранее приведенных (3).

Из уравнений баланса вольтсекундных интегралов для двух полярностей напряжений на дросселях в режиме повышения напряжения получаем зависимости выходных потенциалов конверторов  $V_{1,2}$  от регулируемых коэффициентов заполнения импульсов  $\gamma_{1,2}$ :

$$\begin{cases} V_1(\gamma_1) = \frac{1}{1-\gamma_1(t)} \cdot U_{II}, \\ V_2(\gamma_2) = \frac{1}{1-\gamma_2(t)} \cdot U_{II}, \end{cases}$$

откуда с учетом противофазно колеблющихся потенциалов:

$$V_{1,2}(t) = (V_{\pm} \pm V_0(t) \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_0(t)))$$

получаем требуемые регулировочные функции:

$$\gamma_{1,2}(t) = 1 - \frac{V_{II}}{(V_{\pm} \pm V_0(t) \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi_0(t)))},$$

где  $V_{\pm}$  – постоянные составляющие пульсирующих потенциалов,

$V_0(t) = \frac{1}{2} \cdot U_0(t)$  и  $U_0(t)$  – регулируемые амплитуды переменных составляющих

пульсирующих потенциалов и выходного напряжения, соответственно.

Особый интерес представляет возможность использования рассмотренных схем РИСН с питанием от вентильного генератора с входным выпрямителем (например, в гибридных автомобилях). К существенному недостатку такого питания относится необходимость установки на выходе выпрямителя энергоемкого емкостного сглаживающего фильтра с электролитическими конденсаторами, имеющими низкие показатели надежности, в частности – термостойкости, безотказности и срока службы. Применение схемы РИСН с автоматически

переключаемой структурой, реализующей схемы, приведенные на рис. 5а,б, позволяет исключить вышеуказанные электролитические конденсаторы, заменив их пленочными, способными работать при глубоких пульсациях выпрямленного напряжения.

Таким образом, приведенные на рис.5 схемы РИСН могут работать при произвольной глубине пульсаций питающего напряжения, и в случае питания их от выпрямителя нет необходимости устанавливать энергоемкий емкостный фильтр с электролитическими конденсаторами или аккумуляторной батареей.

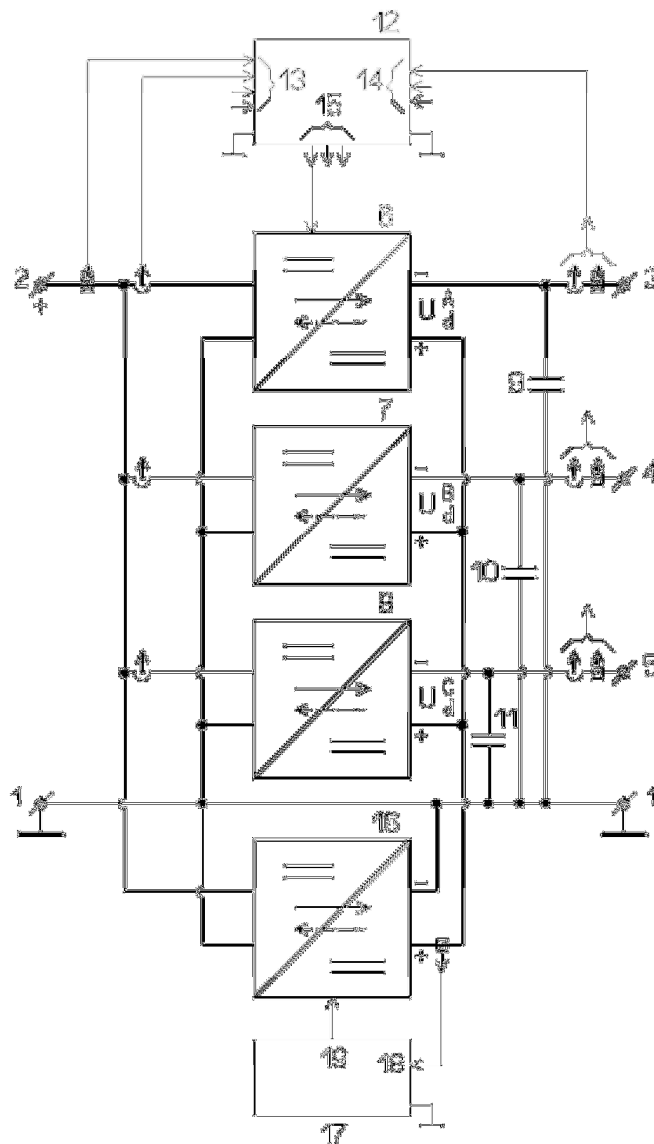


Рис.6 Структура трёхфазного РИСН

На рис.6 представлена структура трехфазного обратимого регулируемого инвертора синусоидального напряжения (РИСН), защищенная приоритетом РФ.

Инвертор на рис.6 содержит: разнополярные входные и фазные выходные выводы 1,2 и 3,4,5 устройства, включая заземленный общий нейтрально-нулевой вывод (первый из них) для подключения источника питания постоянного тока и нагрузок переменного тока, три регулируемых импульсных конвертора 6,7,8 с трансформаторными звеньями гальванической развязки, с входными выводами, подключенными к входным выводам устройства и с выходными выводами, зашунтированными соответствующими фильтровыми конденсаторами 9,10,11, блок управления 12 с цепями 13,14 обратных связей по входным и выходным токам и напряжениям и импульсно-модулирующими выходными выводами 15, а также источник 16 постоянного напряжения смещения, выполненного в виде дополнительного импульсного конвертора, аналогично 6,7,8 с дополнительным блоком управления 17, имеющим цепь 18 стабилизирующей обратной связи по выходному напряжению указанного источника и выходные выводы 19. Импульсные конверторы 6,7,8, а также источник 16 постоянного напряжения смещения выполнены с возможностью двунаправленного преобразования энергии. Величина постоянного напряжения смещения ( $U_{см}$ ) источника 16 превышает заданную величину амплитуды  $U_0$  выходных фазных напряжений устройства ( $U_{3-1}$ ,  $U_{4-1}$ ,  $U_{5-1}$ ). Блок управления 12 выполнен с возможностью широтно-импульсного регулирования сигналов на своих выходных выводах 15 с отрицательными обратными связями в зависимости от отклонений сигналов в его цепях 14 обратных

связей по выходным напряжениям от соответствующих эталонных трехфазных синусоидальных сигналов.

Инвертор работает следующим образом. К разнополярным входным выводам 1,2 устройства подключают источник питания постоянного тока, а к фазным выходным выводам 3,4,5 и к общему нейтрально-нулевому выводу 1 – нагрузки переменного тока, например – трехфазный асинхронный электродвигатель с заземленной нейтралью.

На выходных выводах 15 и 19 блоков управления 12 и 17 формируются широтно-импульсно модулирующие импульсные сигналы, поступающие на управляющие выводы импульсных конверторов 6,7,8 и аналогичного по силовой схеме источника 16 постоянного напряжения смещения.

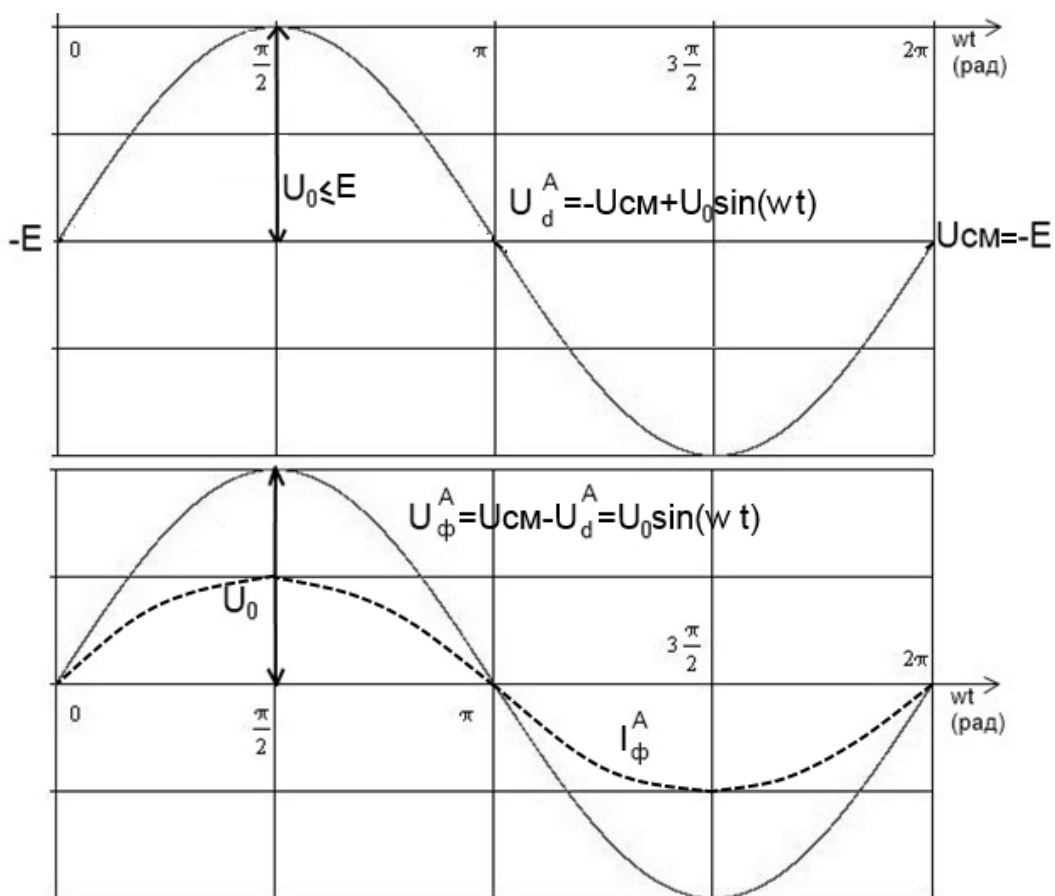


Рис.7 Фазово-временные диаграммы для Рис.6

На рис.7 приведены фазово-временные диаграммы: выходного напряжения ( $U_d^A$ ) регулируемого импульсного конвертора (6), выходного напряжения смещения ( $U_{см}$ ) источника (16) постоянного напряжения смещения и соответствующего фазного выходного напряжения ( $U_{ф}^A$ ) устройства на его выходных выводах 3-1. Напряжение  $U_{ф}^A$  образуется в результате вычитания встречно-направленных напряжений  $U_d^A$  и  $U_{см}$  благодаря последовательному соединению выходов конвертора 6 и источника 16. Его синусоидальная форма и временная фаза соответствует заданному эталонному напряжению  $U_{ф}^A$ .эт. и корректируется по цепи 14 обратной связи блока управления 12. При этом благодаря выполнению условия:  $U_{см} > U_0$ , где  $U_0$  – заданная амплитуда фазных выходных напряжений устройства, выходное напряжение  $U_d^A$  конвертора 6 является однополярным т.е. реализуемым с помощью известных схем регулируемых импульсных конверторов с трансформаторным звеном гальванической развязки и с двунаправленным преобразованием энергии (обратимых трансформаторных конверторов, например, составленных из двух встречно-параллельных однонаправленных конверторов [5]).

### **Заключение**

Рассмотренная новая схемотехническая технология синтеза регулируемых инверторов синусоидального напряжения (РИСН) позволяют существенно улучшить массогабаритные, энергетические, надежность, регулировочно-динамические, стоимостные и эксплуатационные показатели указанных устройств, а также обеспечить высокое качество выходного напряжения, повысить

энергоэкономичность электроприводов и снизить уровень помехоизлучений. Новые структуры и схемы РИСН предлагаются для широкого использования в авиабортовых энергоэкономичных системах электроснабжения, в частности – перспективных полностью электрифицированных самолётов.

### **Библиографический список**

1. С.В. Аверин, Т.В. Анисимова, А.Н. Данилина, В.С. Коняхин, В.В. Крючков, Ю.Г. Следков, Моделирование процессов в трехфазном транзисторном инверторе при возникновении межфазных коротких замыканий. Практическая силовая электроника, №3(43), 2011г., с.21-25.
2. В.В. Бочаров, С.Ф. Коняхин, С.Б. Резников, И.Н. Соловьев, Двухуровневая транспортно-бортовая система электроснабжения постоянного тока. Практическая силовая электроника, №3(43), 2011г., с.26-28.
3. Электромагнитная совместимость технических средств подвижных объектов. Учебное пособие/Н.В. Балюк, В.Г. Болдырев, В.П. Булеков, Л.Н. Кечиев, В.Ю. Кириллов, И.И. Литвак, В.А. Постников, С.Б. Резников; Под. ред. В.П. Булекова.–М.:Изд-во МАИ, 2004.–648с.
4. Совместимость транспортных электроэнергетических комплексов с системами высоковольтного питания. Учебное пособие/С.Б. Резников, В.Г. Болдырев, В.В. Бочаров, В.П. Булеков, В.А. Постников; Под. ред. С.Б. Резникова.–М.:Изд-во МАИ, 2007.–268с.
5. Резников С.Б., Бочаров В.В., Кириллов В.Ю. Постников В.А. Электроэнергетическая и электромагнитная совместимость транспортного

электрооборудования с высоковольтными цепями питания. –М.:Изд-во МАИ-ПРИНТ, 2010.–512с.

6. Бочаров В.В. , Постников В.А., Резников С. Б., Харченко И.А.  
Энергоэкономичная комбинированная система электроснабжения с высоким качеством электроэнергии для концепции «полностью электрифицированного самолета»// Труды МАИ: электронный журнал. 2012 г. URL: <http://www.mai.ru/science/trudy/published.php?ID=33058> (Доступно 11.11.2013)