

Продолжение. Начало №4'2015

Силовая электроника в гибридном приводе с топливными элементами.

Часть 4. Силовая электроника в гибридном приводе

**Саму Кукконен
(Samu Kukkonen)**

**Перевод:
Евгений Карташов**

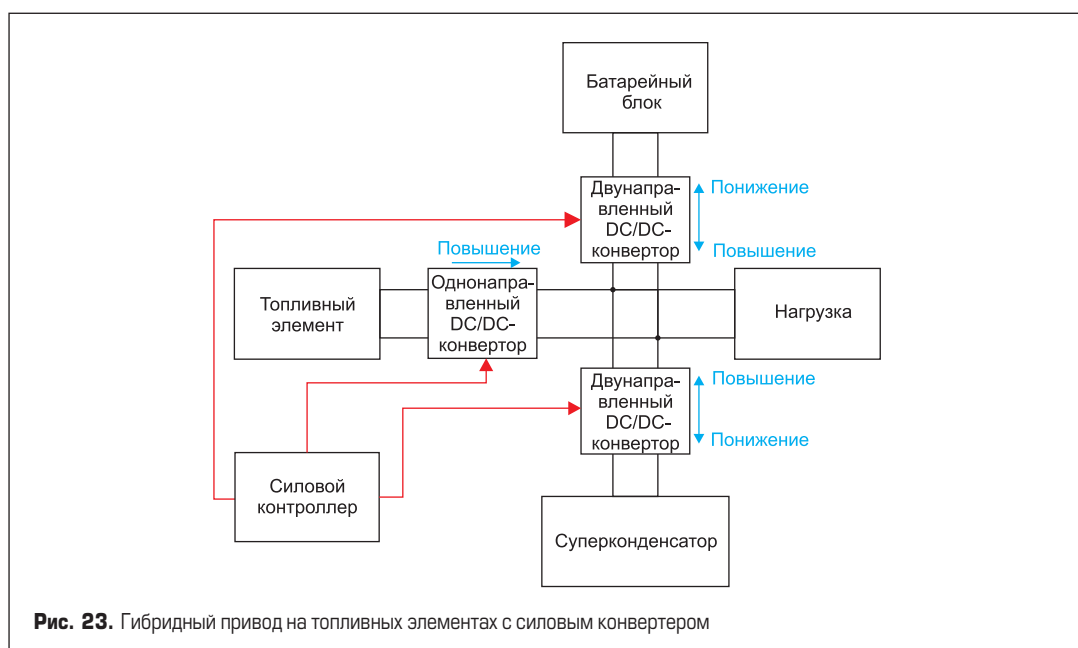
При выборе преобразователя для гибридной трансмиссии необходимо учитывать его динамические характеристики. В данной части статьи описываются методы моделирования DC/DC-конвертеров, предназначенных для применения в гибридном приводе. На рис. 23 представлена структурная схема трехпоточковой трансмиссии с контроллером, управляющим работой силового преобразователя. Некоторые измерительные сигналы, необходимые для функционирования контроллера, исключены из схемы для упрощения.

В схеме на рис. 23 силовой контроллер управляет всеми DC/DC-преобразователями. Для работы системы нужен стабильный и быстрый внутренний контур, обеспечивающий быструю реакцию на сигналы, формируемые контроллером. Следует выбрать стратегию управления, позволяющую правильно распределить токи в силовых цепях и обеспечить контроль параметра SoC накопителя энергии (ESS). Контроллер решает эту задачу, основываясь на измерении поступающих на него сигналов. Кроме того, топливный

элемент должен получать стабильный и достаточный ток, что необходимо для увеличения его ресурса.

Переходные процессы в нагрузке должны адекватно распределяться между батареей и суперконденсаторами, которые берут на себя наиболее тяжелые переходные режимы. Напряжение DC-шины необходимо стабилизировать на заданном уровне, поэтому требуется, по меньшей мере, один преобразователь, отвечающий за решение данной задачи. В дополнение к этому, токи и напряжения различных источников энергии также следует поддерживать в определенных пределах.

Важно правильно выбрать тип преобразователя для организации адекватного внутреннего контура управления. На схеме (рис. 23) каждый источник энергии работает через свой DC/DC-конвертер. Нагрузка включает DC/AC-блок, который преобразует DC-сигнал в напряжение переменного тока, поступающее на мотор. Выходы DC/DC-конвертеров по отношению к DC-шине являются токовыми нагрузками, поскольку токи поступают на входы преоб-



разователей. При моделировании они должны рассматриваться как конвертеры VFVO-типа. С другой стороны, если к DC-шине пассивно подключены батареи или суперконденсаторы, они меняют тип преобразователя на VFCO. Двухнаправленные конвертеры при заряде ESS всегда имеют VFCO-тип.

При моделировании в качестве внутреннего контура управления используется токовый контур с обратными связями от источников энергии. Преимуществом такого способа является простота ограничения тока источника. К сожалению, обычного токового управления недостаточно для работы в практическом применении. Если питание контроллера пропадет, то не остается никаких возможностей для защиты DC-шины или источников энергии от перегрузок по напряжению и току. Для ограничения критических режимов необходимо применение отдельных конвертеров. Каскадная внутренняя обратная связь по напряжению способна защитить устройство от появления опасных перегрузок, однако в данной работе мы рассматриваем только простую токовую петлю. Отметим, что целью моделирования является сбор данных о совместной работе трансмиссии и преобразователей, а не построение полностью готового решения.

Конвертеры для управления топливными ячейками

Напряжение топливных элементов при моделировании ниже, чем напряжение DC-шины. Кроме того, топливный элемент обеспечивает однонаправленный поток мощности, поэтому необходим повышающий преобразователь. На рис. 24 показан конвертер с требуемым контуром управления.

Модель топливной ячейки, используемая при расчетах, состоит из двух последовательно соединенных элементов Nedstack P8. Соответствующие характеристики:

- $U_{FC} = 70-128$ В;
- $I_{FCmax} = 250$ А;
- $P_{out_max} = 16$ кВт.

При моделировании напряжение DC-шины устанавливается на уровне 350 В, чтобы получить разумное значение коэффициента преобразования. Также использованы следующие ограничения по уровню пульсаций: размах пульсаций входного тока не должен превышать 20% от среднего значения, по выходному напряжению этот параметр не должен быть более 5%. На основании полученных данных формируются требования к повышающему преобразователю. Его характеристики:

- $f_s = 20$ кГц;
- $L = 400$ мкГн;
- $C = 800$ мкФ;
- $r_L = 5$ мОм;
- $r_C = 5$ мОм;
- $r_D = 10$ мОм;
- $r_j = 10$ мОм;
- $u_D = 1,5$ В.

Очевидно, что подобный конвертер трудно реализовать на практике. В реальных применениях проще включить несколько менее мощных преобразователей в парал-

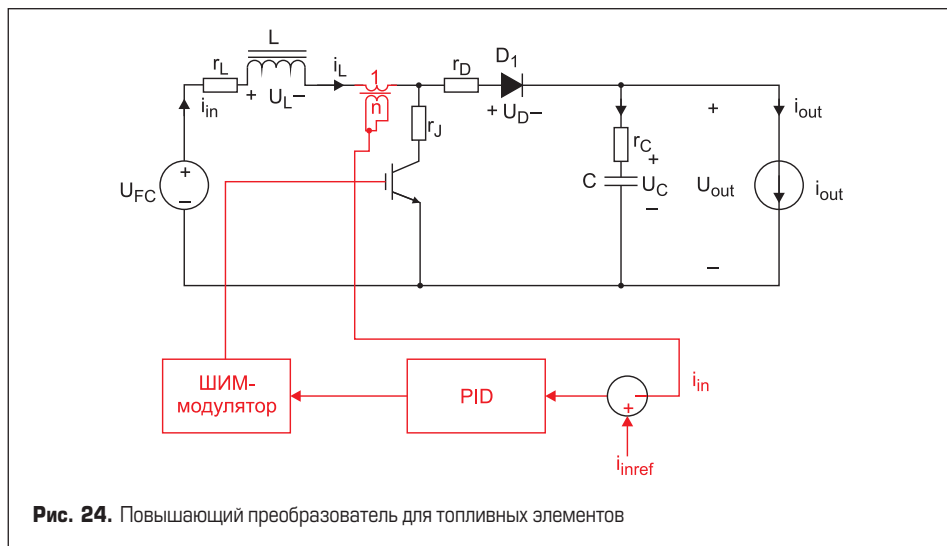


Рис. 24. Повышающий преобразователь для топливных элементов

ель, однако при моделировании для простоты рассматривается одиночная схема. Контур управления конвертером топливных элементов проектируется по описанной ранее методике, разница состоит в том, что здесь осуществляется управление по входному току. Схема контроля должна реализовывать соответствующую передаточную функцию:

$$G_{cc} = K \frac{9,97 \times 10^{-6} s^2 + 0,006315 s + 1}{1,675 \times 10^{-9} s^3 + 0,0001212 s^2 + s},$$

где G_{cc} — передаточная функция контроллера, $K = 6,05$ — коэффициент передачи.

Конвертеры ESS

Поток мощности ESS может иметь любое направление, т. е. для работы с накопителем

энергии требуется двухнаправленный преобразователь, изображенный на рис. 25.

Эквивалентная схема батареи, используемая при моделировании, создана на основе моделей свинцово-кислотного аккумулятора Energesco и суперконденсатора, состоящего из двух соединенных последовательно элементов Maxwell 165 Ф / 48,6 В. Электрические характеристики батареи и суперконденсатора в последовательном соединении приведены в таблице.

Таблица. Характеристики батареи и суперконденсатора

Батарея	U_{batt} В	$I_{battmax}$ А	P_{outmax} кВт
		70–100	200
Суперконденсатор	U_{sc} В	$I_{scpulse}$ А	$P_{outpulse}$ кВт
	48–96	800	50

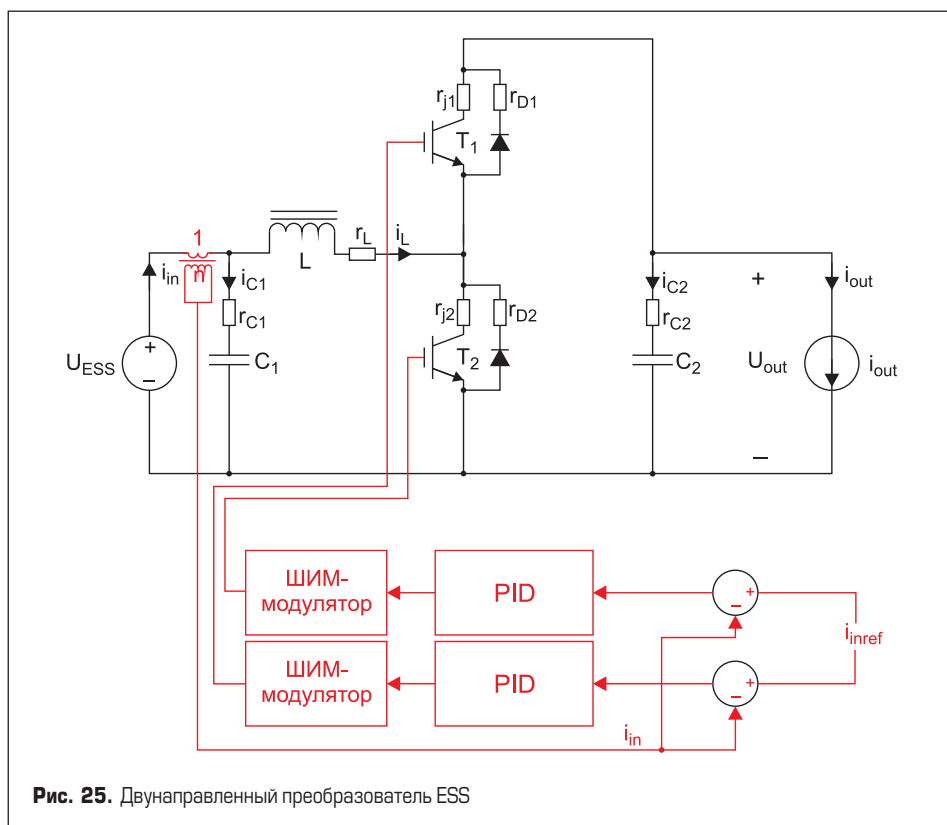


Рис. 25. Двухнаправленный преобразователь ESS

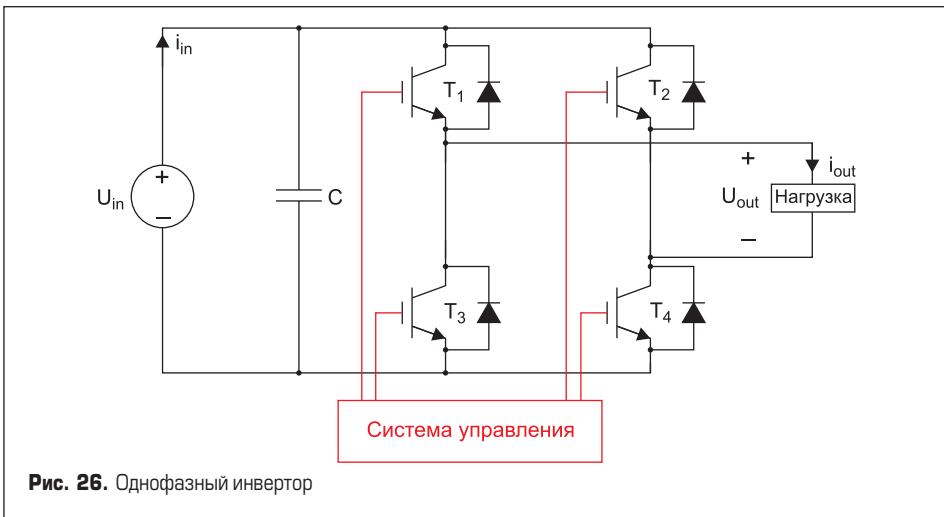


Рис. 26. Однофазный инвертор

Напряжение суперконденсатора заметно меньше, чем у шины постоянного тока, при этом он обладает очень высоким пиковым током. Конвертер с достаточно большим коэффициентом преобразования и высокой перегрузочной способностью довольно трудно реализовать на практике. В данном случае напряжение DC-шины (350 В) и ограничения по уровню пульсаций остаются такими же, как для преобразователя топливных элементов (т. е. размах пульсаций входного тока — максимум 20% от среднего значения и размах пульсаций выходного напряжения — максимум 5% от среднего значения). Эти требования приводят к выбору двунаправленного конвертера с параметрами:

- $f_s = 20$ кГц;
- $L = 400$ мкГн;
- $C = 800$ мкФ;
- $r_L = 5$ мОм;
- $r_C = 5$ мОм;
- $r_D = 10$ мОм;
- $r_j = 10$ мОм;
- $u_D = 1,5$ В.

Он используется для работы с аккумулятором и суперконденсатором.

Как видно, параметры получаются такими же, как у конвертера топливных элементов, разница состоит только в наличии дополнительного конденсатора у блока ESS.

Двунаправленный преобразователь работает в режиме понижения при заряде накопителя и в режиме повышения при увеличении напряжения до уровня DC-шины. Токотворный режим источника энергии требует управления по выходу в режиме понижения и по входу в режиме повышения. Передаточными функциями контура управления в данном случае будут G_{co} и G_{ci} . В дополнение к этому требуется алгоритм выбора направления потока энергии в зависимости от соотношения измеренного тока и эталонного значения.

Мы используем такую же систему управления повышающим преобразователем, как в случае топливных элементов, но коэффициент передачи контроллера теперь имеет значение 5. Параметры управления понижающим конвертером определяются с помощью динамического анализа, который производится так же, как и в режиме повышения:

$$C_{cc} = K \frac{0,0032s^2 + 0,1131s + 1}{9,003 \times 10^{-7}s^3 + 0,05658s^2 + s},$$

где $K = 100$.

Схемы и характеристики, представленные в данном разделе, будут использованы далее для моделирования гибридной трансмиссии на топливных элементах.

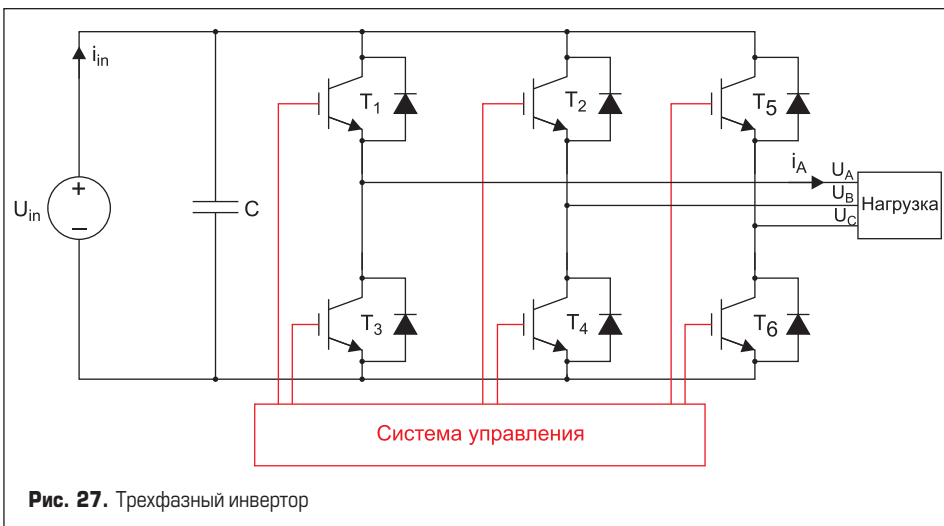


Рис. 27. Трехфазный инвертор

Пульсации и электромагнитная совместимость

Импульсный режим работы силовых электронных преобразователей характеризуется высокими скоростями изменения тока и напряжения, что приводит к возникновению электромагнитных помех (ЭМП). Процесс генерации ЭМП связан с протеканием паразитных токов и пульсациями напряжения, а также нежелательным электромагнитным излучением, вызываемым резкими изменениями электрических режимов. Электромагнитные помехи могут оказывать серьезное влияние на процесс измерения параметров и работу систем управления, используемых в приводе. Чтобы исключить сбои в его работе, воздействие ЭМП необходимо учитывать при проектировании узлов гибридной трансмиссии.

Существует несколько различных стандартов, устанавливающих ограничения по уровню электромагнитных помех, генерируемых электронным оборудованием. Аппаратура, соответствующая этим требованиям, имеет маркировку CE, однако ее наличие на конвертере не гарантирует отсутствие проблем, связанных с ЭМП. Кроме того, при совместном использовании нескольких источников, даже удовлетворяющих требованиям по электромагнитной совместимости (ЭМС), суммарный уровень генерируемых в системе помех может превысить допустимые значения.

ЭМС аппаратуры в первую очередь означает отсутствие электромагнитных помех. Решение проблем, связанных с ЭМП, требует анализа таких факторов, как источник помех, путь распространения помех, объект воздействия. Соответственно, есть три способа обеспечения ЭМС: снижение уровня ЭМП, подавление путей их распространения и уменьшение чувствительности объекта к помехам. Вполне возможно, что для проектирования системы с достаточной степенью ЭМС придется использовать все упомянутые методы. ЭМС — очень широкая тема, дальнейшее обсуждение которой выходит за рамки данной работы.

DC/AC-инверторы

Инверторы DC/AC представляют собой устройства, преобразующие напряжение постоянного тока в переменный сигнал требуемой амплитуды и частоты. В гибридном приводе на топливных элементах они используются для формирования AC-сигнала, необходимого для работы тягового двигателя. Кроме того, DC/AC-инверторы требуются системе VoP для питания вентиляторов и воздуходувок. Существует множество типов подобных преобразователей, наиболее важные из них описаны в данной статье. Среди всего разнообразия схем управления мы будем обсуждать только ШИМ, поскольку они позволяют формировать синусоидальное выходное напряжение с минимальными требованиями к фильтрации.

На рис. 26 представлена схема однофазного мостового инвертора, образованного транзи-

сторями T1–T4. Напряжение на нагрузке может иметь только два значения: U_{in} или $-U_{in}$, следовательно, на выходе формируется двуполярный сигнал U_{out} с такой же амплитудой. При использовании ШИМ с достаточно высокой частотой коммутации транзисторы управляются таким образом, что среднее значение выходного напряжения имеет синусоидальную форму. В дополнение к основной частоте выходной сигнал содержит гармонические составляющие, которые подавляются с помощью LC-фильтра.

Природа однофазных инверторов такова, что при фильтрации гармоник формируется пульсирующее напряжение синусоидальной формы, это фактически означает, что выходная мощность и входной ток I_{in} также являются пульсирующими. Поэтому, в дополнение к колебаниям на частоте коммутации, I_{in} содержит гармоники на низкой частоте, вдвое превышающей F_{out} . Их воздействие на топливный элемент может привести к его деградации.

К счастью, существует ряд решений, позволяющих решить эту проблему. Например, в [43] предлагается управлять DC/DC-конвертером, работающим с DC/AC-преобразователем, таким образом, чтобы DC/DC-блок обеспечивал только постоянную составляющую тока инвертора. Это позволяет эффективно фильтровать низкочастотные пульсации при работе топливных элементов.

Для управления AC-двигателем гибридного привода используются трехфазные инверторы (схема на рис. 27), принцип работы которых такой же, как у однофазных. Синусоидальная форма выходного напряжения обеспечивается путем соответствующей ШИМ и дополнительной фильтрации. Разница заключается в том, что наличие трехфазного сигнала позволяет получить практически постоянную выходную мощность. Входной ток также является постоянным, если не учитывать наличие высокочастотных коммутационных пульсаций. Таким образом, трехфазный преобразователь генерирует вредные низкочастотные колебания только при асимметричной нагрузке, что может произойти, например, в аварийном режиме. Это означает, что при использовании трехфазных инверторов проблема низкочастотных пульсаций тока отсутствует. Они генерируют только ВЧ-колебания на частоте переключения в цепи постоянного тока.

Моделирование гибридного привода и компонентов силовой электроники в среде Simulink

В этой главе мы рассмотрим процесс моделирования двух разных типов гибридных приводов на топливных элементах. Целью анализа, проводимого в среде Simulink, является исследование работы систем, имеющих в своем составе DC/DC-преобразователи. При моделировании конвертеров использованы базовые электрические компоненты из библиотеки SimScare. Это обеспечивает простой и точный расчет, однако полу-

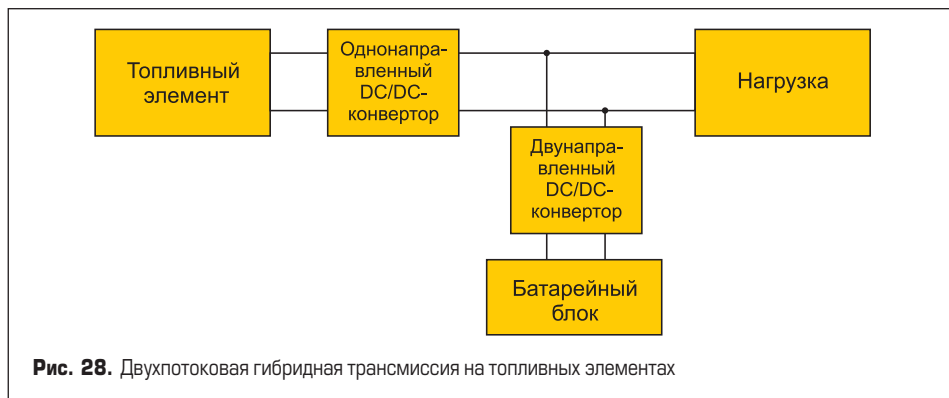


Рис. 28. Двухпотоковая гибридная трансмиссия на топливных элементах

ченная система оказывается слишком «тяжелой» и требующей много времени для вычислений. Модели источников энергии такие же, как использовались Karimäki [2], с незначительными изменениями. К сожалению, при написании этой работы не было возможности проверить их достоверность и точность.

Два анализируемых варианта гибридных трансмиссий показаны на рис. 28 и 29. Они работают таким образом, что входной ток DC/DC-преобразователя имеет постоянное (эталонное) значение 200 А при положительном токе нагрузки. Когда он становится отрицательным (при рекуперативном торможении), то эталонная величина определяется соотношением:

$$I_{FCref} = 200A + (U_{DCbus}/U_{FC}) \times I_{load}$$

где: I_{FCref} — базовое значение входного тока конвертера топливных ячеек; U_{DCbus} — напряжение DC-шины; U_{FC} — напряжение топливной ячейки; I_{load} — ток нагрузки.

Это уменьшает выходной ток топливных элементов пропорционально величине рекуперативного тока I_{load} . Двунаправленный DC/DC-преобразователь имеет ограничение по току ESS на уровне 250 А и, следовательно, он не может одновременно обеспечить нагрузку топливных элементов и рекуперативный режим. Кроме этого, в конвертере топливных элементов предусмотрено ограничение скорости изменения тока (в положительном направлении) на уровне $di/dt < 80$ А/с. В отрицательном направлении ограничения нет, это позволяет решить проблему реантового года.

Двунаправленный преобразователь поддерживает напряжение DC-шины на уровне 350 В. Следует отметить, что не существует стратегии управления параметром SoC блока батарея/суперконденсатор, основанной на разнице средних мощностей топливных элементов и нагрузки при заряде или разряде батареи и суперконденсатора. Напряжения и токи измеряются в звене постоянного тока и на входе преобразователей. Модель также учитывает величину параметра SoC обоих узлов.

Нагрузка по постоянному току задается в виде таблицы, отражающей цикл работы привода вильчатого погрузчика. В дополнение к блокам, показанным на рис. 28 и 29, в схеме используется электролитический конденсатор 10 мФ, подключенный к DC-шине. Эквивалентные схемы разработанных одно- и двунаправленных преобразователей созданы с применением базовых электрических компонентов SimScare. Модель Simulink двухпотоковой гибридной трансмиссии показана на рис. 30.

Схемы на рис. 30 и 28 похожи, однако модель содержит измерительные и некоторые дополнительные блоки. К ним относятся:

- PI-узел, регулирующий напряжение DC-шины за счет управления двунаправленным конвертером (розовый блок);
- узел контроля тока топливных элементов, задающий опорный ток для преобразователя (красный блок);
- узел управления рабочим циклом, который формирует повторяющийся 60-с цикл тока нагрузки;
- другие блоки (в т. ч. измерительные).

Модель трехпотоковой гибридной трансмиссии на топливных элементах, созданная

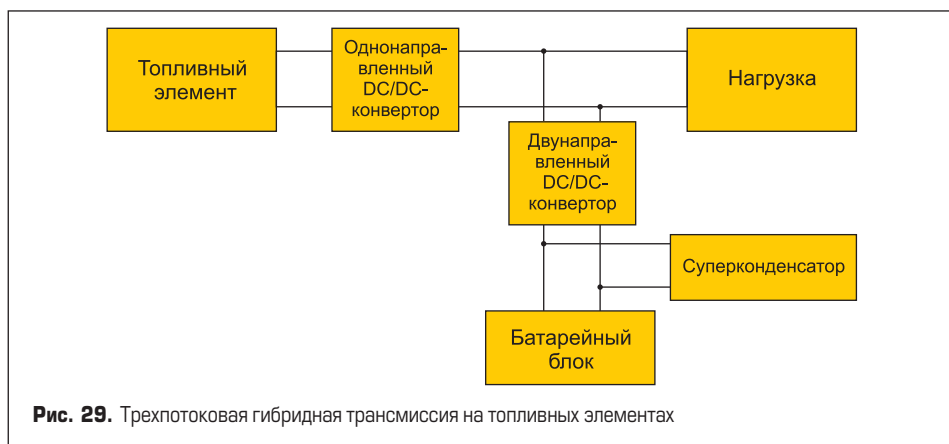


Рис. 29. Трехпотоковая гибридная трансмиссия на топливных элементах

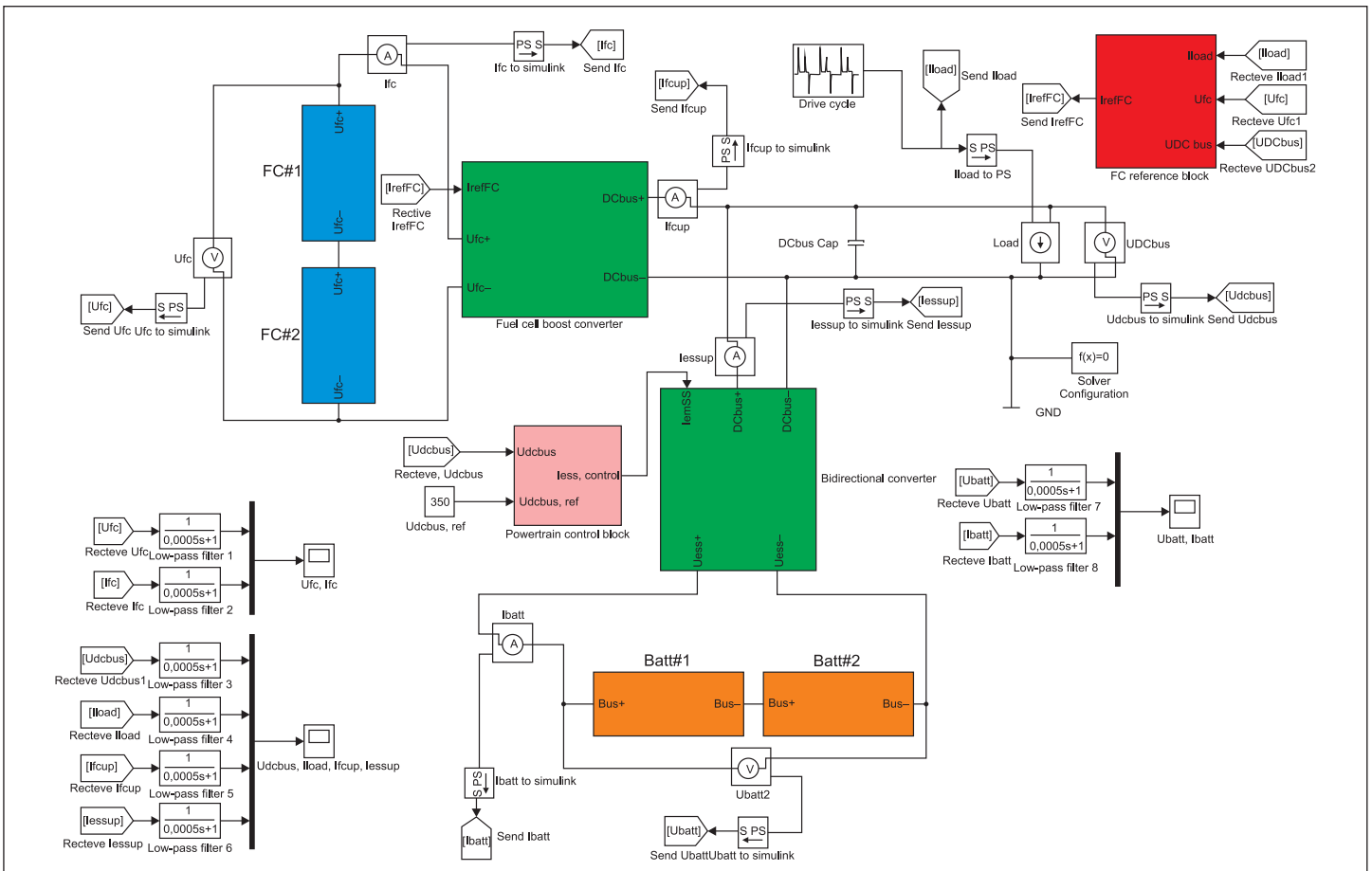


Рис. 30. Модель двухпотоковой гибридной трансмиссии на топливных элементах

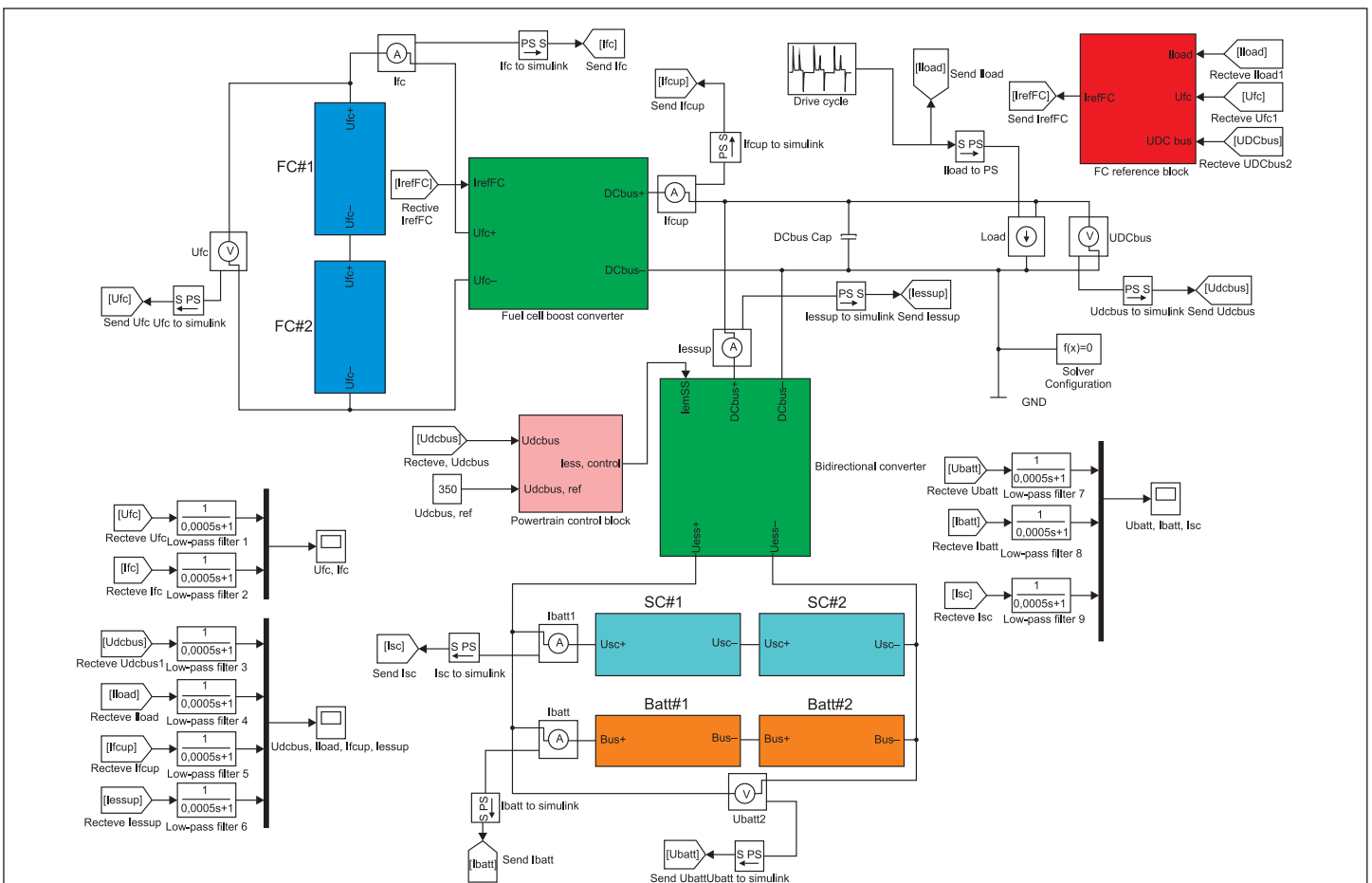


Рис. 31. Модель трехпотоковой гибридной трансмиссии на топливных элементах

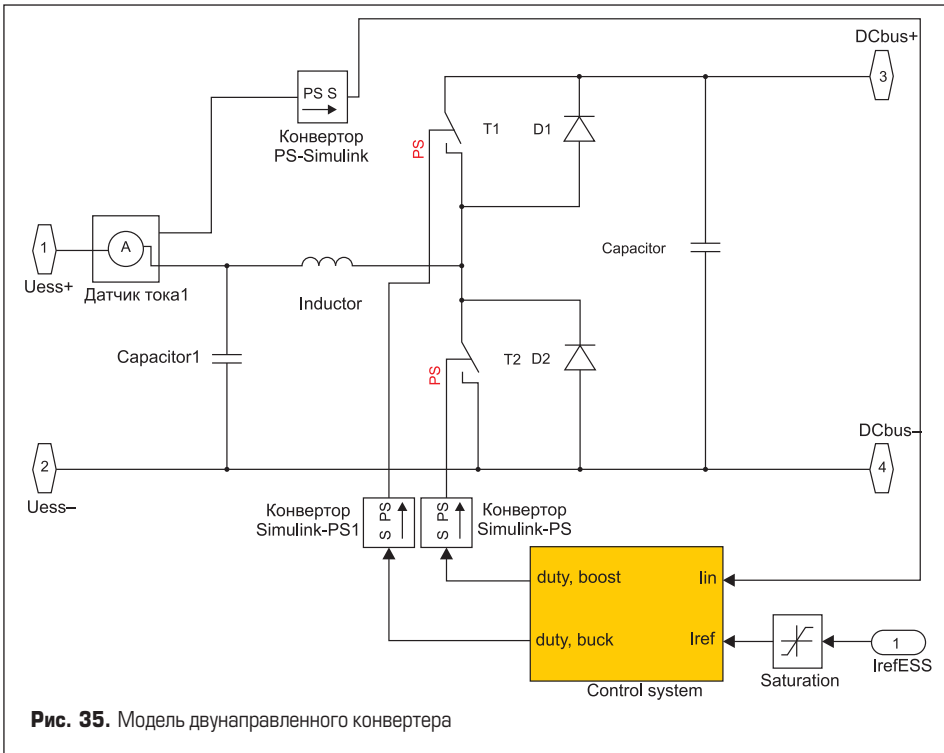


Рис. 35. Модель двунаправленного конвертера

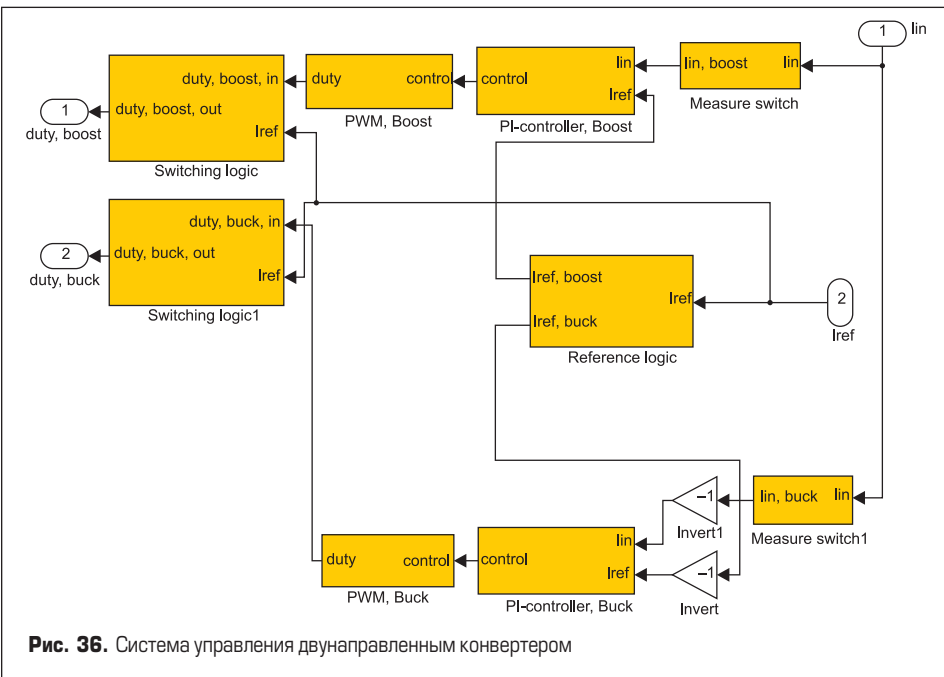


Рис. 36. Система управления двунаправленным конвертером

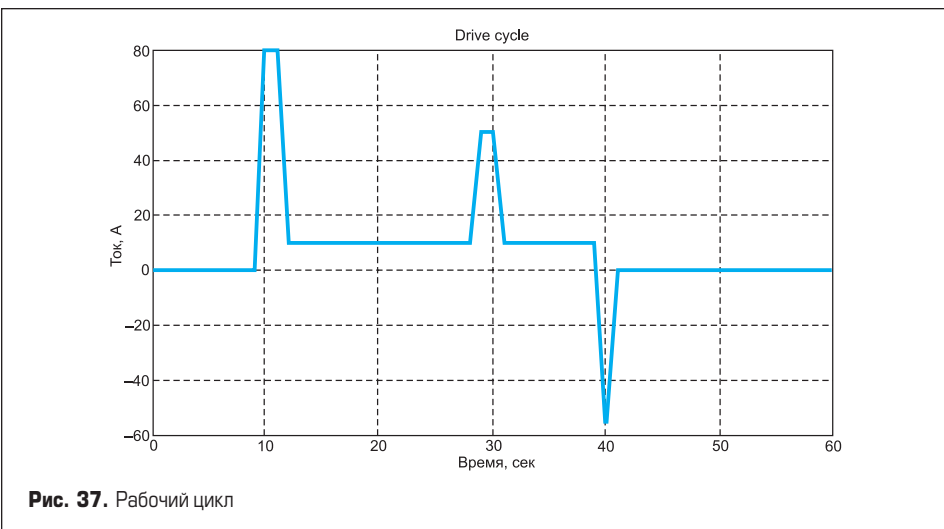


Рис. 37. Рабочий цикл

создана на основе параметров блока Maxwell VMOD0165 (емкость 165 Ф, номинальное напряжение 48,6 В). Она состоит из идеального конденсатора 165 Ф и последовательного резистора, учитывающего внутреннее DC-сопротивление суперконденсатора и подводящих проводников. Очевидно, что данная модель корректна только в области низких частот. Блок SoC рассчитывает этот параметр для суперконденсатора в зависимости от его энергии ($0,5CU^2$) и сравнивает полученную величину с энергией полного заряда. При этом предполагается, что емкость постоянна, а напряжение имеет максимальное значение (48,6 В).

Модель DC/DC-конвертера

Эквивалентная схема двунаправленного DC/DC-преобразователя показана на рис. 35. В рамках данной статьи мы не будем рассматривать однонаправленный конвертер, имеющий практически идентичную структуру, разница состоит только в наличии повышающего конвертера.

Моделирование преобразователя производится с учетом паразитных свойств электронных компонентов. Особенности динамической модели требуют использования очень короткого шага моделирования, что повышает время анализа, но обеспечивает высокую точность. Соответствующая система управления показана на рис. 36.

Поскольку преобразователь является двунаправленным, то выбор направления потока энергии производится блоком управления на основе соотношения эталонного и измеряемого значения тока. Если эталонная величина выше нуля, на повышающий каскад преобразователя подается ШИМ-сигнал, а понижающий каскад выключается. То же самое происходит и с измеряемым током: если он больше нуля, то система контроля повышающего конвертера управляется от соответствующего измеряемого сигнала, а на понижающий каскад постоянно подается нулевой уровень, что позволяет решить проблему запуска преобразователя при изменении направления работы. Соответственно, когда эталонный и измеренный ток ниже нуля, конвертер работает в режиме понижения. Частота коммутации — 20 кГц.

Рабочий цикл

График рабочего цикла, используемого при моделировании, представлен на рис. 37. Кривая основана на стандартном профиле нагрузки вилчатого погрузчика, но в ней учтены свойства гибридной трансмиссии. Отрицательный пик на графике соответствует режиму рекуперативного торможения, в ходе которого энергия от нагрузки поступает в DC-шину. С учетом того, что номинальное напряжение звена постоянного тока составляет 350 В, пиковая мощность нагрузки в положительном направлении достигает 28 кВт, а в отрицательном — 19,25 кВт.

Продолжение следует