

Продолжение. Начало в №4'2013

# Проблемы параллельного и последовательного соединения IGBT.

## Часть 2. Последовательное включение IGBT

**Арендт Винтрих  
(Arendt Wintrich)**

**Ульрих Николаи  
(Ulrich Nicolai)**

**Вернер Турски  
(Werner Tursky)**

**Тобиас Рейман  
(Tobias Reimann)**

**Перевод и комментарии:  
Андрей Колпаков,  
Евгений Карташов**

Andrey.Kolpakov@semikron.com

**П**оследовательное соединение IGBT-модулей, не обладающих стойкостью к лавинному пробою, представляет собой намного более серьезную проблему, чем их параллельное включение. Отметим, например, наличие дополнительных статических потерь силовых ключей, рассеяние мощности выравнивающими резисторами, необходимость управления затворами с разным потенциальным уровнем, а также сложность аппаратной реализации. Поэтому последовательное соединение силовых ключей используется на практике крайне редко, особенно если доступны транзисторы более высокого класса напряжения.

Однако в некоторых случаях основное значение приобретает тот факт, что у низковольтных IGBT лучше динамические характеристики и ниже уровень потерь. Также не вызывает вопросов работа схем при уровнях напряжения, не являющихся критическими для полупроводниковых элементов. Примерами отработанных и достаточно надежных устройств являются трехуровневые инверторы с фиксирующими диодами, инверторы с плавающими конденсаторами или каскадные схемы (рис. 1). При условии обеспе-

чения хороших изоляционных свойств и решения вопроса о заземлении, ключи в таких устройствах могут рассматриваться как независимые, не имеющие последовательного соединения.

### Симметрия напряжений

При любом варианте последовательного соединения необходимо обеспечить симметричную работу всех IGBT и антипараллельных диодов. От этого зависит коэффициент использования схемы по напряжению, максимальная величина которого достигается при идеальном распределении сигналов в статических и динамических режимах.

### Причины статической и динамической асимметрии

В выключенном состоянии распределение сигналов последовательно включенных полупроводниковых элементов определяется их блокирующими характеристиками. Чем выше ток утечки (или, соответственно, ниже сопротивление), тем меньше уровень напряжения на ключе. При нагреве обратный ток растет в се-

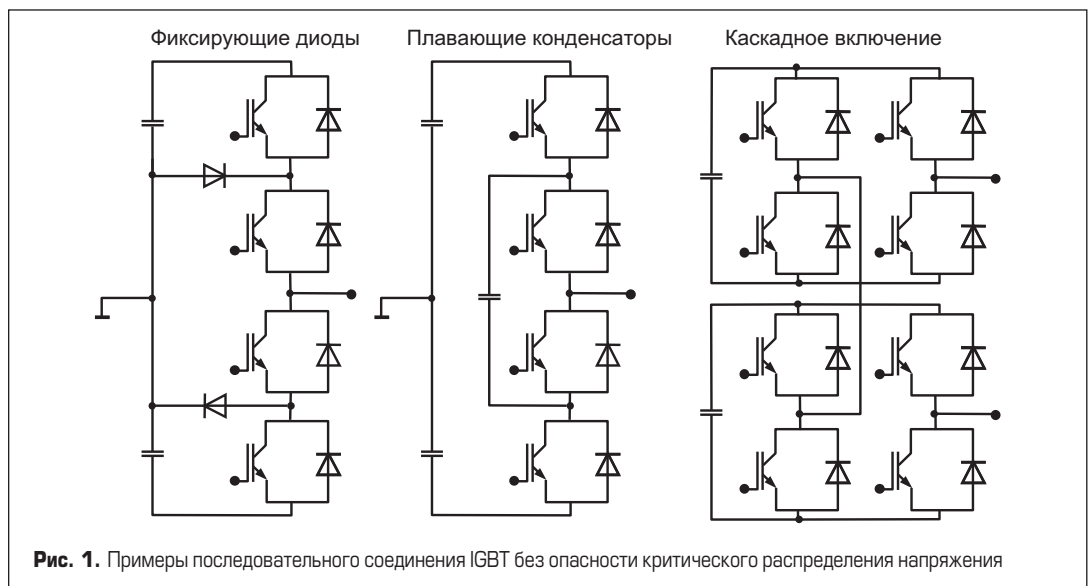


Рис. 1. Примеры последовательного соединения IGBT без опасности критического распределения напряжения

**Таблица.** Основные факторы, влияющие на распределение напряжений при последовательном соединении

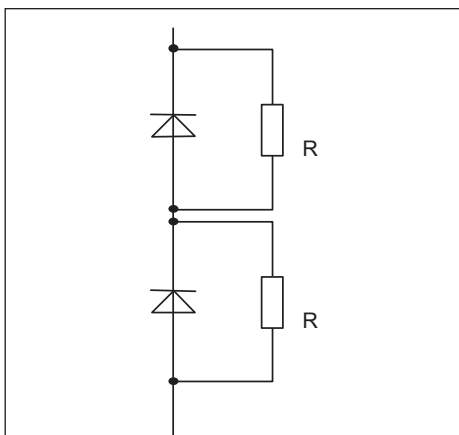
	Статическая симметрия	Динамическая симметрия
<b>Полупроводники</b>		
Пиковый ток $i_{CES} = f(V_{CE}, T_j)$	×	
Переходная характеристика $I_C = f(V_{GE}, T_j) g_{12} V_{GEh}$		×
<b>Токвый путь</b>		
Паразитная индуктивность цепи коммутации $L_S$ (внутри и вне модуля)		×
<b>Драйвер</b>		
Выходной импеданс драйвера (включая сопротивление $R_G$ )		×
Характеристика затвора $V_{CE} = f(V_{GE}(t), T_j)$		×
Индуктивность цепи эмиттера $L_E$ (общая с цепью драйвера)		×

метрической прогрессии, причем для разных компонентов температурный коэффициент может заметно отличаться. Модуль с наименьшей утечкой при выключении оказывается под наибольшим напряжением, которое может превысить его блокирующую способность. Для устранения этой опасности параллельно ключам устанавливают уравнивающие резисторы.

Динамическая асимметрия, причины которой указаны в таблице, приводит к несовпадению моментов коммутации последовательно соединенных ключей. К транзистору, который выключается первым и включается последним, прикладывается наибольшее напряжение, соответственно он имеет наивысшие динамические потери. Если один из последовательно соединенных  $p-n$ -переходов освобождается от носителей заряда раньше, чем остальные, он оказывается нагруженным раньше других. Очевидно, что для осуществления динамической балансировки установка уравнивающих сопротивлений недостаточна.

**Методы обеспечения статической и динамической балансировки**

Наилучшая статическая симметрия достигается при соединении полупроводников с идентичными параметрами, а для достижения динамической симметрии должна быть минимизирована разница времен прохождения управляющих сигналов от драйверов к затворам. Разные типы модулей и силовые ключи, произведенные разными фирмами, ни в коем случае не следует соединять последовательно (это же относится и к параллельной работе). Топология инвертора, как и при параллельном включении, должна обеспечивать симметрию



**Рис. 2.** Статическая балансировка последовательно включенных диодов

сигнальных и силовых связей и минимальное значение распределенных индуктивностей.

Для достижения оптимального статического баланса напряжений необходимо исключить влияние обратных токов путем установки параллельных выравнивающих резисторов (рис. 2). Проводимый ими ток должен минимум в три-пять раз превышать утечку полупроводниковых элементов, что приводит к образованию дополнительных потерь мощности. Номинал балансных сопротивлений для  $n$  последовательно включенных элементов можно определить с помощью простого выражения:

$$R < (nV_r - V_m) / ((n-1) \times \Delta I_r),$$

где:  $V_m$  — максимальное общее рабочее напряжение;  $V_r$  — максимально допустимое напряжение на одном элементе (величина  $V_r$  должна выбираться с учетом некоторого запаса относительно предельного рабочего напряжения (например,  $<66\% V_{CES}$ ));  $\Delta I_r$  — разброс токов утечки при максимальной рабочей температуре (рекомендуемое значение  $\Delta I_r = 0,85 I_{tm}$ ).

**Условия охлаждения**

Последовательно соединенные модули должны иметь хорошую тепловую связь, поэтому их следует устанавливать на один теплоотвод максимально близко друг к другу. В больших системах, где это невозможно, необходимо обе-

спечить одинаковые условия отвода тепла — перепад всего в 10 °C создает разницу токов утечки IGBT и диодов в 1,5–2,5 раза.

**Динамическая балансировка с помощью пассивных цепей**

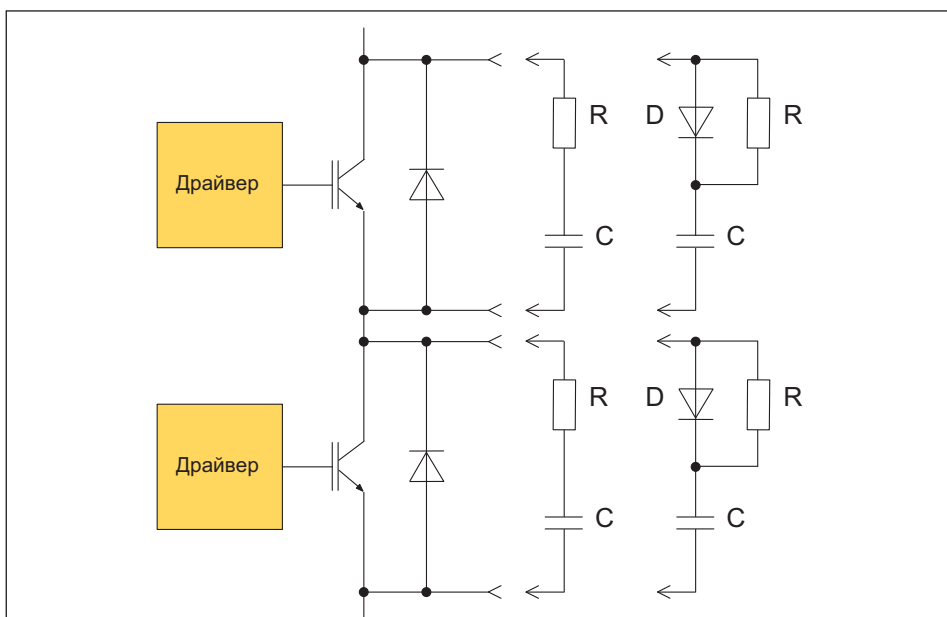
Для достижения динамического баланса напряжений применяются пассивные RC и RCD снабберные цепи (рис. 3), которые позволяют выровнять скорость коммутации  $dv/dt$ . Однако простота и надежность такого решения сочетается с необходимостью установки большого количества высоковольтных резисторов и конденсаторов, рассеивающих значительную мощность.

Тем не менее важным преимуществом пассивной балансировки является отсутствие дополнительных цепей управления и возможность использования стандартных драйверов. Если допуск номиналов конденсаторов незначительный, то для их расчета при соединении  $n$  диодов с обратным напряжением  $V_r$  можно воспользоваться простым выражением:

$$C > ((n-1) \times \Delta Q_{RR}) / (nV_r - V_m),$$

где  $\Delta Q_{RR}$  — максимальный разброс заряда восстановления диода, рекомендуемое значение которого при использовании компонентов из одной партии составляет  $\Delta Q_{RR} = 0,3 Q_{RR}$ .

При выключении оппозитного диода конденсатор снаббера накапливает заряд, который вместе с зарядом обратного восстановления должен быть рассеян транзистором при его открывании. Поэтому при расчетах суммарную величину  $Q_{RR}$  следует брать примерно в два раза больше заряда одиночного диода. В схеме, приведенной на рисунке 3 ( $V_{DC} = 2,4$  кВ, последовательное соединение четырех IGBT, 1200 В/600 А), использованы следующие номиналы:  $R = 3,3$  Ом,  $C = 15$  нФ. При совместном использовании пассивных и активных средств балансировки нормирование параметров снабберов должно производиться по методике, изложенной в [2, 3].



**Рис. 3.** Динамическая балансировка с помощью пассивных снабберов

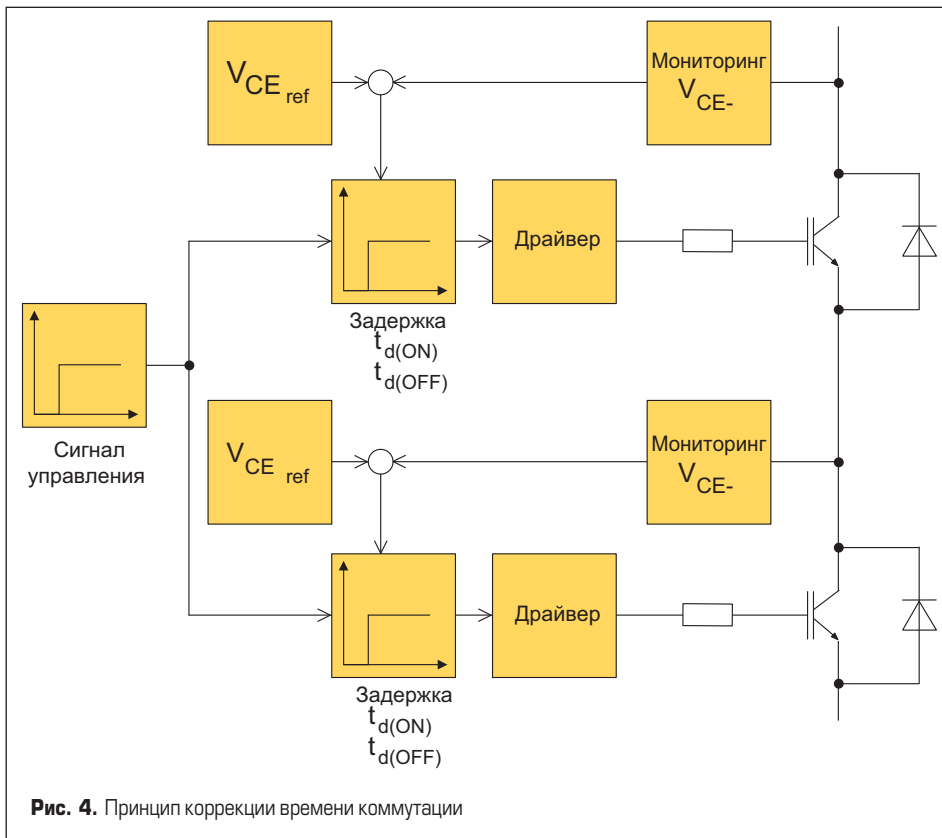


Рис. 4. Принцип коррекции времени коммутации

**Активная балансировка, контроль момента коммутации**

На рис. 4 показан способ балансировки напряжений за счет управления временем задержки момента коммутации. Для реализации этой схемы не требуются пассивные компоненты, ее применение не создает дополнительных потерь в силовых ключах.

**Активная балансировка, контроль скорости коммутации (dv/dt, di/dt)**

При контроле скорости переключения (рис. 5) референтное значение  $dv/dt$  одиночного модуля сравнивается с реальной величиной, и раз-

ница передается на выходной каскад драйвера. Основной проблемой в этом случае является прецизионная и быстрая передача информации об актуальной величине  $dv/dt$  через емкостный барьер. Если опорное значение меньше реального (в режиме жесткой коммутации), силовой транзистор будет генерировать дополнительные потери мощности. Следовательно, для реализации описанного метода требуется нестандартный, сложный и мощный драйвер.

Аналогично может производиться контроль скорости изменения тока  $di/dt$ , для чего в силовой цепи необходима установка измерительного дросселя [4, 5].

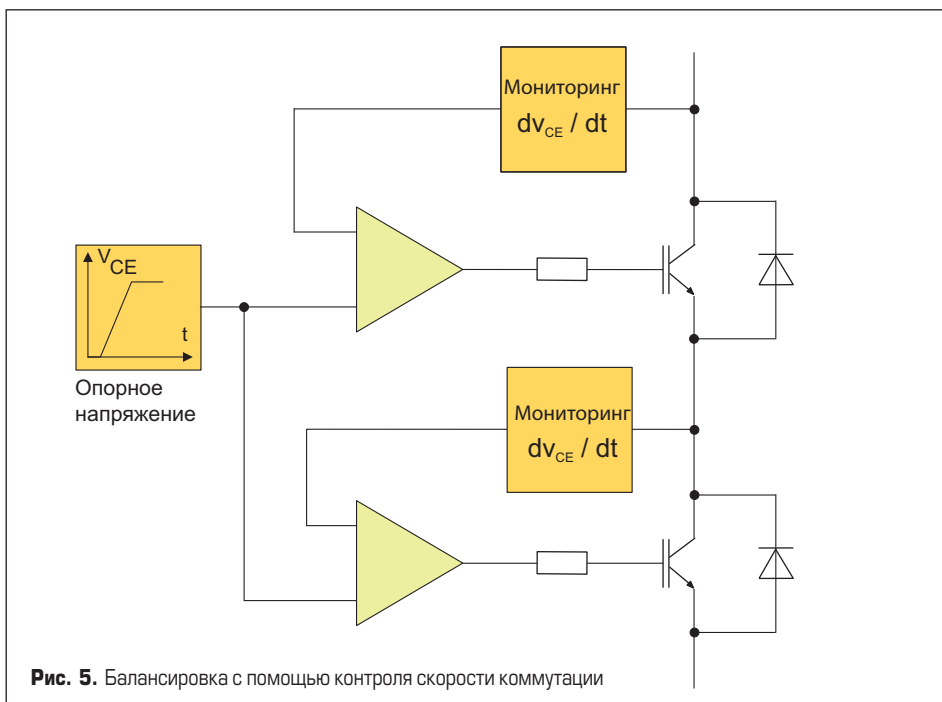


Рис. 5. Балансировка с помощью контроля скорости коммутации

**Активное ограничение напряжения**

Метод активного ограничения напряжения «коллектор–эмиттер» достаточно подробно описан в литературе [4–8]. Суть его состоит в том, что при превышении коллекторным напряжением заданного предела транзистор переходит в активную область выходной характеристики. Как правило, порог задается цепочкой импульсных стабилитронов, устанавливаемых в цепи «коллектор–затвор» (рис. 6).

Использование данного метода не создает дополнительной задержки, уровень ограничения не зависит от режима работы инвертора. Реализация схемы для защиты IGBT и антипараллельного диода не требует применения специального драйвера, цепочка стабилитронов может быть интегрирована в любое устройство управления.

**Концепция «ведущий–ведомый»**

Известный принцип «ведущий–ведомый» (или master–slave) [8] может быть использован для обеспечения динамической симметрии напряжений (рис. 7). При этом только нижний ключ (ведущий) имеет полнофункциональное устройство управления со своим источником питания и гальванически изолированным интерфейсом, что считается основным преимуществом данного решения. Устройство управления затвором верхнего ключа (ведомого) содержит только выходной каскад, потенциальная развязка между ним и «ведущим» осуществляется посредством высоковольтного диода.

Ведомый драйвер включается, когда потенциал эмиттера верхнего ключа упадет до уровня, при котором откроется развязывающий диод; временная задержка при этом незначительна. Соответственно, отключается он при блокировке диода. В принципе такая схема допускает каскадное подключение нескольких «ведомых» и обеспечивает достаточно хорошее симметрирование при выключении, однако ее возможности по балансировке напряжений при включении очень ограничены. Поэтому рекомендуется совместное использование обоих описанных выше принципов: «ведущий–ведомый» и активное ограничение. Отметим, что недостаточно хорошее симметрирование при включении не является проблемой при использовании режима ZVS (коммутация при нулевом напряжении).

**Многоуровневая схема**

Одним из наиболее интересных применений, где необходимы мощные высоковольтные преобразователи, является альтернативная энергетика, в частности ветроэнергетика. В настоящее время минимальная мощность единичной установки составляет 1 МВт (при двойной перегрузочной способности), выпускаются ВЭУ на 5 МВт, и эта величина постоянно растет. Данная тенденция требует повышения напряжения сети для снижения токовых нагрузок на линии электропередачи, поэтому в современных энергетических установках вместо низковольтного диапазона напряжения LV (Low Voltage) стал использоваться диапазон средних напряжений MV (Medium Voltage).

На первый взгляд для создания MV-конвертеров рациональнее всего использовать высоковольтные силовые ключи, предлагаемые рядом фирм, в частности Mitsubishi и Infineon. В настоящее время производятся модули IGBT с рабочим напряжением 3,3; 4,5 и 6,5 кВ, в разработке находятся ключи, рассчитанные на 10 кВ. Компания АВВ выпускает высоковольтные IGCT (Insulated Gate Controlled Thyristor) модули и преобразователи на их основе. Однако, несмотря на кажущуюся схемную простоту, такие решения малоэффективны с экономической и технической точек зрения. Основными недостатками преобразователей, построенных на высоковольтных ключах, являются высокая стоимость, сложность обслуживания, отсутствие единых стандартов, небольшое количество производителей, а также низкая эффективность.

Сказанное подтверждается диаграммами (рис. 8), позволяющими сравнить удельную мощность и КПД преобразователей, построенных на силовых ключах трех классов напряжения (1700, 3300, 6500 В). Анализируемые модули имеют одинаковую суммарную эффективную площадь кристаллов, что необходимо для корректности сравнения. Как показывают приведенные данные, применение низковольтных транзисторов IGBT 17 класса позволяет создавать преобразовательные устройства, отличающиеся лучшими удельными показателями.

Расчеты мощности и эффективности выполнены для трехфазного инвертора при следующих условиях эксплуатации:

- напряжение DC-шины  $V_{DC} = 1100/1800/3600$  В;
- выходное напряжение преобразователя  $V_{AC} = 690/1130/2260$  В;
- частота коммутации  $F_{sw} = 3,6$  кГц;
- $\cos\phi = 0,9$ .

Развитие многоуровневой концепции, основанной на применении стандартных низковольтных ключей, связано с возрастающими требованиями по одновременному увеличению мощности и снижению потерь преобразовательной техники. Нарастивание тока за счет параллельного соединения модулей и инверторов имеет очевидные физические пределы. Многоуровневые схемы отличаются более сложной архитектурой и алгоритмами управления, однако это компенсируется их высокой технической и экономической эффективностью.

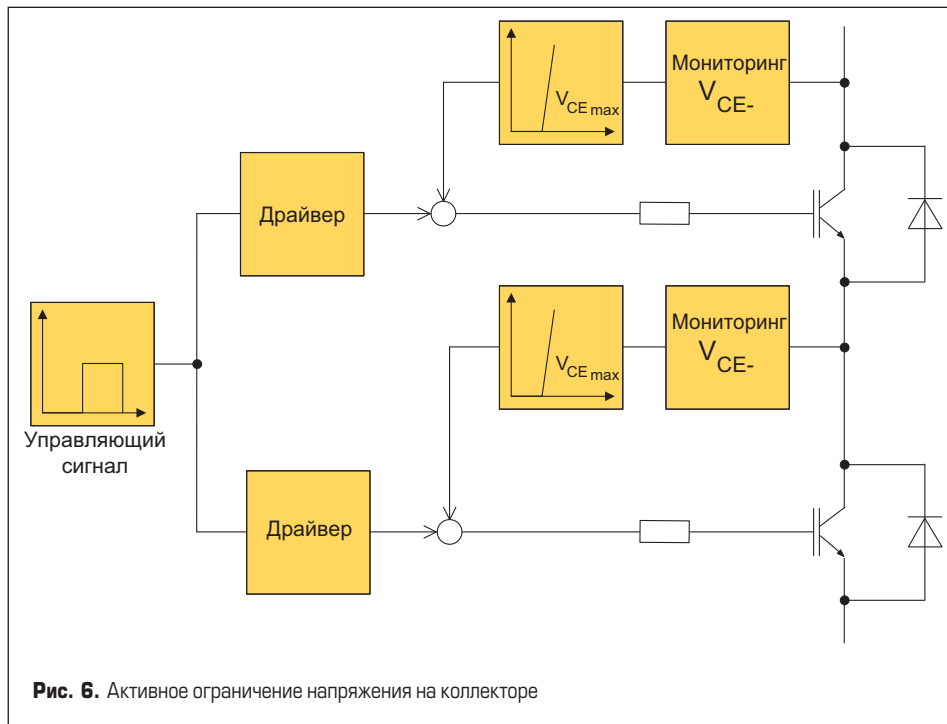


Рис. 6. Активное ограничение напряжения на коллекторе

Использование в ветротурбинах стандартных низковольтных (LV, с напряжением менее 1 кВ) генераторов переменной частоты становится проблематичным при токах в несколько килоампер. Одним из возможных решений для

данного диапазона мощности, особенно при работе на переменной частоте, является применение статических преобразователей, работающих в MV-диапазоне при напряжении 3–6 кВ и выше.

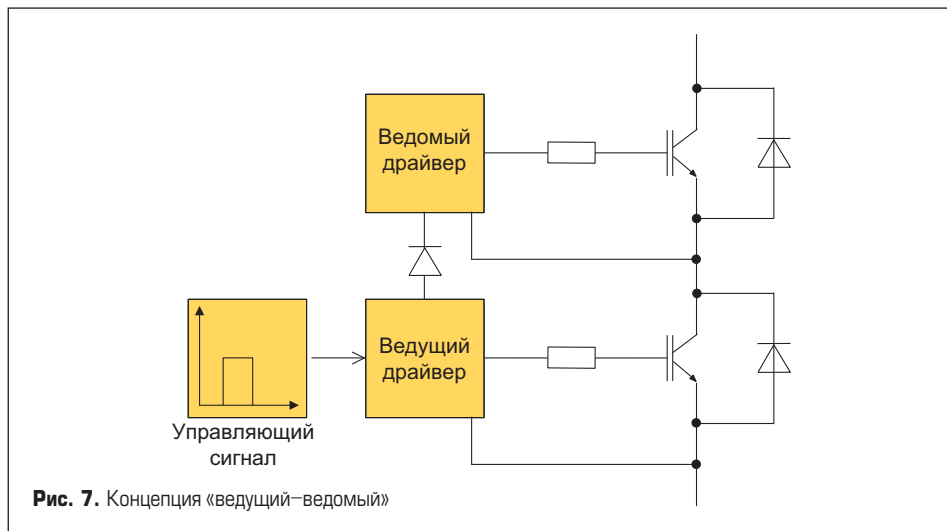


Рис. 7. Концепция «ведущий-ведомый»

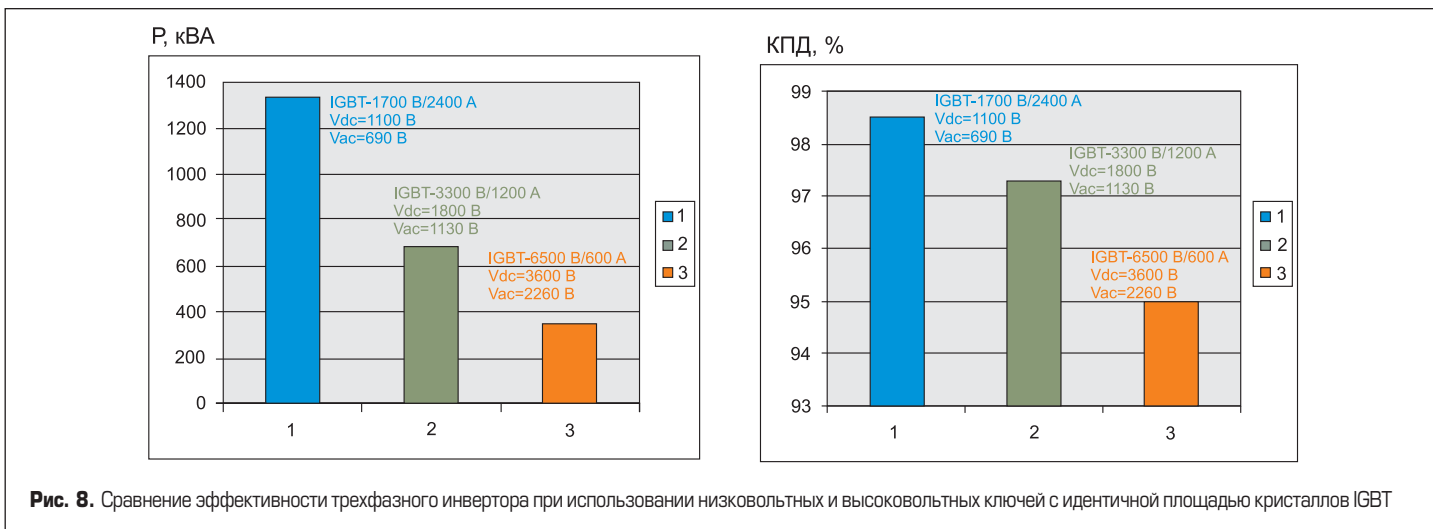


Рис. 8. Сравнение эффективности трехфазного инвертора при использовании низковольтных и высоковольтных ключей с идентичной площадью кристаллов IGBT

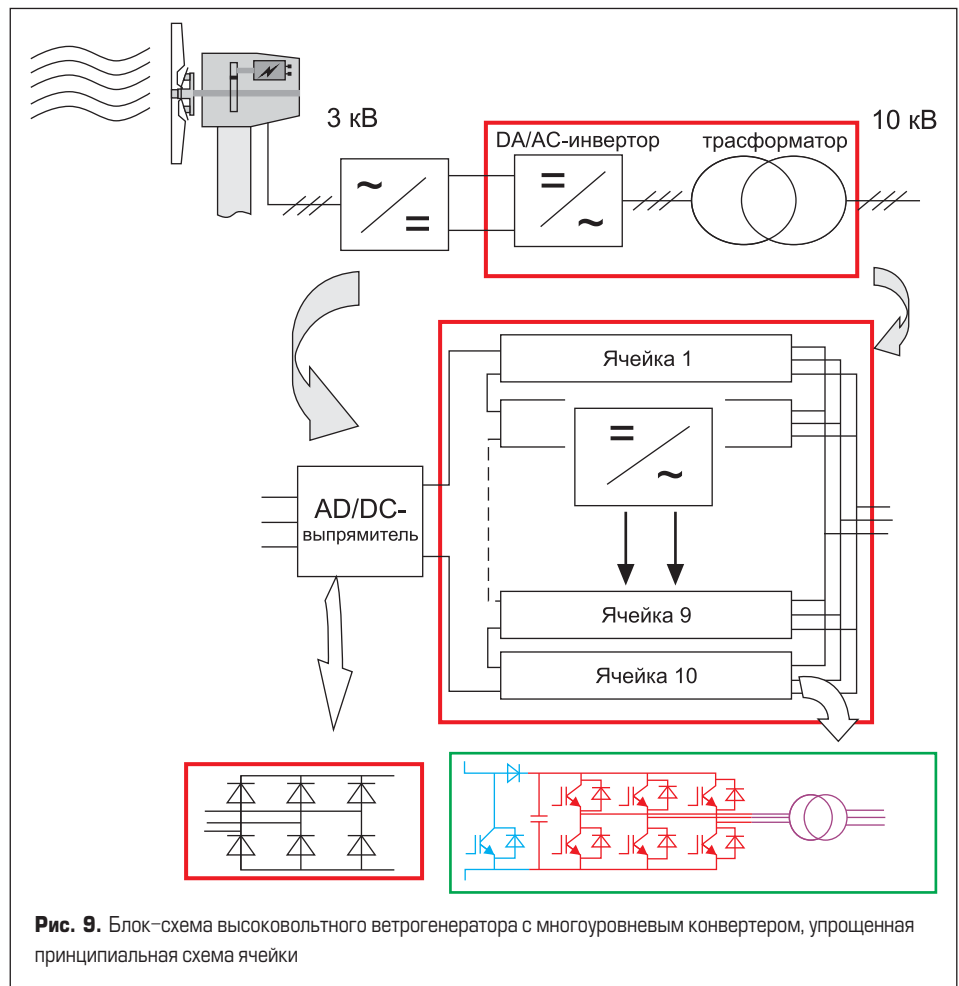
Концепция SEMIKRON предполагает использование инверторных блоков на базе стандартных ключей с рабочим напряжением 1200 и 1700 В для построения высоковольтных многоуровневых преобразователей. Каждый «уровень», или элементарная ячейка DC/AC-преобразователя, состоит из двух узлов: чоппера и выходного инвертора. Схема одной ячейки и способ их соединения показаны на рис. 9.

Высоковольтная ВЭУ, показанная на рис. 9, состоит из генератора мощностью 1,5 МВт с выходным напряжением 3 кВ, высоковольтного выпрямителя и некоторого количества низковольтных DC/AC-инверторов, подключенных к первичным обмоткам повышающего выходного трансформатора. Подобная схема позволяет осуществлять регулирование выходного тока, напряжения, cosφ и компенсацию реактивной мощности.

Выпрямитель (управляемый или неуправляемый) размещается вблизи трехфазного (или многофазного) генератора, а конвертерная станция может находиться в нескольких километрах от генератора (оффшорная станция) или в непосредственной близости (береговая станция). Во втором случае, когда распределенная индуктивность подводящих проводов невелика, между выпрямителями и инверторами подключаются индуктивности. Они необходимы для того, чтобы отдельные генераторы можно было отключать, шунтируя их выход с помощью чопперных ключей, входящих в состав инверторов. С помощью этих индуктивностей также осуществляется регулирование напряжения питания инверторных ячеек. В ячейках многоуровневого преобразователя используются только стандартные низковольтные элементы: силовые ключи, конденсаторы DC-шины, контакторы.

**Литература**

1. Arendt Wintrich, Ulrich Nicolai, Werner Tursky, Tobias Reimann. Application Notes for IGBT and MOSFET modules. SEMIKRON International. 2010.
2. Scheuermann U. Paralleling of Chips – From the Classical „Worst Case“ Consideration to



**Рис. 9.** Блок-схема высоковольтного ветрогенератора с многоуровневым конвертером, упрощенная принципиальная схема ячейки

- a Statistical Approach // PCIM Europe 2005. Conference Proceedings.
3. Bruckmann M., Sigg J. Reihenschaltung von IGBT in Experiment und Simulation // Conference Proceeding. Freiburg, 1995.
4. Bruckmann M. Einsatz von IGBT für Hochleistungsstromrichter. Bad Nauheim, 1998.
5. Gerster Ch., Hofer P., Karrer N. Gate-control Strategies for Snubberless Operation of Series Connected IGBTs // PESC'96, Baveno, Proc. Vol. II.
6. Ruedi H., Kohli P. Dynamic Gate Control (DGC). A New IGBT gate Unit for High

- Current IGBTs // PCIM Europe 1995. Conference Proceedings.
7. Helsper, Fuchs. Adaptation of IGBT Switching Behaviour by Means of Active gate Drive Control for Low and Medium Power // EPE 2003. Conference Proceedings.
8. Eckel H. Series Connection of IGBTs in ZVS Inverters // PCIM Europe 1997. Conference Proceedings.
9. Колпаков А. Схемотехника мощных высоковольтных преобразователей // Силовая электроника. 2007. № 2.